

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

**PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

ROK VIII

ZESZYT 3(24)

W A R S Z A W A 1961

I N S T Y T U T Ł Ą C Z N O Ś C I

SPIS TREŚCI

1. Józef Wójcikiewicz — Dalekosieżna transmisja falowodowa	3
2. Jerzy Artman — Przybliżona metoda analizy dwustabilnego przerzutnika tranzystorowego	35
3. Henryk Konczyński — Ekonomiczne uziomy w gruntach o stosunkowo dużej oporności	71

СОДЕРЖАНИЕ

1. Ю. Вуйцкевич — Дальняя волноводная связь	33
2. Е. Артман — Приближенный метод анализа бистабильного мультивибратора на полупроводниковых триодах	68
3. Г. Кончински — Экономические заземления в почвах с относительно большим сопротивлением	95

CONTENTS

1. J. Wójcikiewicz — Long-distance waveguide transmission	33
2. J. Artman — An approximative analysis of the bistable transistor flip-flop circuit	68
3. H. Konczyński — The economic grounding electrodes in soils of relatively low conductivity	95

SOMMAIRE

1. J. Wójcikiewicz — La transmission à grande distance par guides d'ondes	33
2. J. Artman — Une méthode approximative d'analyse du circuit basculeur bistable à transistors	68
3. H. Konczyński — Prises de terre économiques dans les sols de résistivité relativement élevée	96

INHALTSVERZEICHNIS

1. J. Wójcikiewicz — Hohlkabel-Fernübertragung	34
2. J. Artman — Methode einer angenäherten Analyse bistabiler Transistor-Kippschaltung	69
3. H. Konczyński — Wirtschaftliche Erdungen in Boden mit verhältnismässig grossem spezifischen Widerstand	96

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK VIII

ZESZYT 3(24)

W A R S Z A W A 1961

I N S T Y T U T Ł Ą C Z N O Ś C I

Komitet Redakcyjny

Redaktor naczelny — *prof. mgr inż. Józef Wójcikiewicz*

Redaktorzy działów:

*adj. mgr inż. Aleksy Brodowski, doc. mgr inż. Sylwester Jarkowski,
doc. mgr inż. Lesław Kędzierski*

Sekretarz Redakcji — *Edward Tomkiel*

Adres Redakcji

Instytut Łączności, Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Instytut Łączności. Warszawa 1961. Wydanie 1. Nakład 520 egz. Ark. wyd. 7,5.
Ark. druk. 7,98/A5. Format B5. Papier druk. sat. kl. V, 70 g, 700 × 1000/16. Rękopis
oddano do składania 20.7.61. Podpisano do druku 3.1.1962 r. Druk ukończono w sty-
czniu 1962 r. Cena zł 20.—

Drukarnia im. Rewolucji Październikowej — Warszawa. Zam. 1254/61.: H-63.

JÓZEF WOJCIKIEWICZ

621.372.8

DALEKOSIEŻNA TRANSMISJA FALOWODOWA

Rękopis dostarczony do Komitetu Redakcyjnego dn. 10.5.1961 r.

W szeregu krajów na świecie prowadzone są od wielu lat badania mające na celu opracowanie systemu teletransmisji falowodowej na duże odległości.

Wyniki tych badań są na tyle zachęcające, że Instytut Łączności w Warszawie uznał za wskazane również zająć się, aczkolwiek na początek w bardzo skromnym zakresie, tym zagadnieniem. Do prawidłowego ułożenia programu własnych badań niezbędne było rozeznanie istniejącego stanu rzeczy na świecie.

Praca niniejsza podaje najbardziej istotne wyniki rozeznania przeprowadzonego na podstawie literatury technicznej podanej na końcu pracy.

1. WSTEP

Ustawiczny wzrost tempa życia gospodarczego kraju oraz systematyczny wzrost potrzeb kulturalnych obywateli powoduje zwiększanie się wymagań co do rodzaju i jakości usług świadczonych przez łączność.

Obok łączności telegraficznej i telefonicznej obecnie realizuje się przesyłanie programów telewizji monochromatycznej, a w przyszłości należy liczyć się z potrzebą przesyłania danych liczbowych, programów telewizji kolorowej oraz sygnałów związanych z nowymi zadaniami łączności, których nie możemy w danej chwili nawet nazwać po imieniu, ale które z całą pewnością powstaną, gdy tylko zaistnieją techniczne i ekonomiczne możliwości ich realizacji.

Wzrasta jednak nie tylko liczba rodzajów usług świadczonych przez telekomunikację, wzrastają również wymagania co do jakości tych usług i co do czasu oczekiwania na realizację żądanej usługi.

W rezultacie potrzebne są coraz większe wiązki łączy o zwiększającej się również niejednokrotnie szerokości pasma przenoszonych częstotliwości.

Konieczność zaspokajania powstających potrzeb, przy jednoczesnym dążeniu do zwiększenia pewności działania środków łączności oraz do obniżenia ich kosztów inwestycyjnych i eksploatacyjnych, powodowała zastępowanie w coraz większym stopniu linii napowietrznych liniami kablowymi o torach symetrycznych, przeznaczonych początkowo do telefonii naturalnej, a następnie do telefonii nośnej coraz to większej krotkości. Kolejnym etapem rozwoju nowoczesnej sieci telekomunikacyjnej było wprowadzenie kabli współosiowych i radiolinii.

Nie może być najmniejszej wątpliwości, że ani kable współosiowe, ani radiolinie w swej obecnej postaci nie są i nie mogą być ostatnim wyrazem postępu technicznego w dziedzinie teletransmisji. Z całą pewnością przyjdą po nich inne systemy, które również z biegiem czasu okażą się niewystarczające i przestarzałe i ustąpią miejsce systemom następnym, tworząc dalsze, kolejne ogniwo długiego łańcucha postępu technicznego w dziedzinie telekomunikacji.

Należy sobie zdać sprawę, że nie jesteśmy w stanie przewidzieć, jak będą wyglądały dalsze ogniwa tego łańcucha, tak jak najtęższe umysły pierwszych pionierów telekomunikacji nie przewidywały niejednokrotnie tego, co my dzisiaj uważamy za całkowicie oczywiste. Tym niemniej jednak, w trakcie każdego etapu rozwoju, fachowcy dostrzegają zarysy następnego etapu na długo przed praktyczną jego realizacją.

Wracając do interesujących nas systemów teletransmisyjnych należy stwierdzić, że od przeszło dwudziestu lat na świecie coraz więcej się myśli i mówi na temat teletransmisji falowodowej.

W ostatnich latach w szeregu krajów prowadzone są, i to na coraz szerszą skalę, prace doświadczalne poprzedzające wprowadzenie do eksploatacji teletransmisyjnych systemów falowodowych.

Polska myśl techniczna, która w wielu innych dziedzinach potrafi dotrzymać kroku światowemu postępowi technicznemu, nie może wykazać w tym przypadku całkowitego braku zainteresowania.

Instytut Łączności, uważając się za odpowiedzialny w dużym stopniu za właściwie zrozumiany postęp techniczny w dziedzinie telekomunikacji, uznał, śledząc wyniki prowadzonych na świecie badań, że jest najwyższy czas na to, aby zająć się, choćby w najbardziej skromnym na początek zakresie, zagadnieniem teletransmisji falowodowej.

Aby móc prawidłowo ułożyć program własnych badań, należało zrobić rozeznanie badań prowadzonych w tej dziedzinie na świecie. Praca niniejsza, referująca w ogólnych zarysach najbardziej istotną część wyników tego rozeznania, ma na celu zorientowanie czytelnika polskiego w tym ciekawym, i stającym się coraz bardziej aktualnym, zagadnieniu telekomunikacji.

2. PORÓWNANIE ZDOLNOŚCI TELETRANSMISYJNYCH RÓŻNYCH SYSTEMÓW TELEKOMUNIKACJI

Jeden rzut oka na podaną poniżej tablicę 1 wystarczy do zdania sobie sprawy dlaczego problem teletransmisji falowodowej zasługuje na specjalną uwagę.

Tablica 1

Zestawienie zdolności teletransmisyjnych różnych systemów nośnych

Lp.	Rodzaj linii	Zakres wykorzystywanych w praktyce częstotliw.	Ilość łączy telet. na 1 tor (pojedynczy lub podwójny ¹⁾)	Odległość pomiędzy stacjami wzmacniakowymi km	Wrażliwość na zakłócenia zewnętrzne
1	Linie napowietrzne	do 150 kHz	16 (pojedyn.)	100—120	Duża
2	Linie kablowe o torach symetryczn.	do 600 kHz	60 (podwój.)	20—25	Mała
3	Linie kablowe o torach współosiowych	do 12 MHz	2700 lub 1 łączy telewizyjnych (podwój.)	4,5	Mała
4	Linie Goubau	do 1 GHz	Kilka łączy telewizyjnych (pojedyn.)	3—16	Duża
5	Radiolinie	8 GHz	600 × 6 lub 6 łączy telewizyjnych	40—50	Średnia
6	Linie falowodowe (TE ₀₁)	30 do 100 GHz	Kilkaset łączy telew. lub kilkaset tys. łączy telefon. (pojedyn.)	30—65	Mała

¹⁾ W przypadku toru pojedynczego sygnały przesyłane są w obydwóch kierunkach po tej samej drodze (po tej samej parze przewodów).

W przypadku toru podwójnego sygnały w kierunku $A \rightarrow B$ przesyłane są po innej drodze niż w kierunku $B \rightarrow A$ (po różnych parach przewodów).

System ten stwarza dla teletransmisji zupełnie nowe możliwości; jego zasadniczą zaletę stanowi możliwość realizacji olbrzymiej liczby łączy. Setki łączy telewizyjnych lub setki tysięcy łączy telefonicznych można uzyskać na pojedynczej rurze falowodu. Tor falowodowy charakteryzuje

w stosunku do innych rodzajów torów przewodowych mała tłumienność dla stosowanych fal milimetrycznych, w stosunku zaś do radiolinii bardzo mała wrażliwość na zakłócenia zewnętrzne. Na skutek małej tłumienności, odległości pomiędzy stacjami wzmacniakowymi wypadają dość duże. Przypadający na jedno łącze koszt urządzeń końcowych wraz z kosztem linii falowodowej i wzmacniaków przy tej olbrzymiej liczbie łączy nie może być duży, nawet przy tylko częściowym wykorzystaniu możliwości linii falowodowej. System wydaje się mieć wszelkie zalety nie tylko techniczne, ale również ekonomiczne.

Istnieją jeszcze poważne trudności techniczne, o których będzie mowa w dalszej części niniejszej pracy, tym niemniej jednak, w świetle wyników przeprowadzanych badań w różnych krajach świata, trudności te są do pokonania.

3. RODZAJE FALOWODÓW I FAL WZDŁUŻ NICH PRZESYŁANYCH

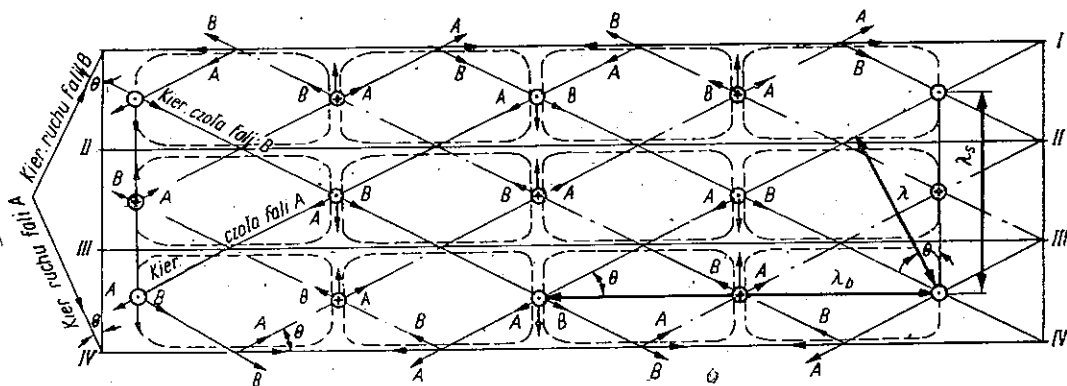
Falowód zgodnie z jego nazwą służy do prowadzenia fal elektromagnetycznych. Zjawisko prowadzenia fali w falowodzie powstaje na skutek gwałtownej zmiany właściwości przenoszeniowych środowiska w pewnym kierunku (który, przy zachowaniu pewnych dodatkowych warunków, staje się kierunkiem poprzecznym do kierunku przenoszenia) przy utrzymaniu jednorodnych właściwości ośrodka w pożądanym kierunku prowadzenia. Najbardziej radykalna zmiana właściwości przenoszeniowych następuje na granicy dielektryk-metal i dlatego też najbardziej w praktyce rozpowszechnionym falowodem jest falowód o ściankach metalicznych.

Jednorodna fala płaska w nieograniczonym środowisku jest falą elektromagnetyczną poprzeczną, czyli że zarówno wektor pola elektrycznego E , jak i wektor pola magnetycznego H są prostopadłe do kierunku rozchodzenia się fali. Rozchodzenie się fali elektromagnetycznej wzdłuż falowodu, można sobie wyobrazić jako wynik wielokrotnego odbijania się fal płaskich od jego ścianek, przy czym powstaje fala biegnąca wzdłuż falowodu, przy jednoczesnym utworzeniu się fali stojącej w kierunku poprzecznym.

Dla lepszego zrozumienia zjawiska rozpatrzmy przypadek rozchodzenia się fali pomiędzy dwiema równoległymi płaszczyznami metalicznymi.

Założmy, że pomiędzy tymi płaszczyznami znajduje się źródło fal wysyłające dwie fale płaskie w ten sposób, że jedna z nich pada pod kątem θ na jedną z tych płaszczyzn, druga zaś pod tym samym kątem θ na drugą płaszczyznę. Nastąpi wielokrotne odbijanie się każdej z tych fal od równoległych płaszczyzn metalicznych.

Pola wytworzone przez te fale będą się wzajemnie nakładały powodując w pewnych miejscach powstawanie węzłów, w innych zaś strzałek fali wypadkowej. Rysunek 1 ilustruje powyższe zjawisko dla pewnej chwili, w niezbyt małej odległości od miejsca wzbudzenia fal; przy czym rozpatrzono tu nakładanie się dwóch takich fal elektromagnetycznych, których wektory pola elektrycznego znajdują się tylko w płaszczyznach prostopadłych do kierunku ruchu wypadkowej fali w falowodzie. Liniami ciągłymi oznaczono dla pewnej chwili linie strzałek wektora pola elektrycznego dla kierunku umownie przyjętego za dodatni. Liniami kreska — kropka oznaczono linie strzałek kierunku przeciwnego.



Rys. 1. Powstawanie fali TE w falowodzie jako wynik dwóch płaskich fal elektromagnetycznych A i B

Wzdłuż linii I-I, II-II, III-III i IV-IV leżą węzły wypadkowego pola elektrycznego. Można zauważyć, że w pobliżu węzłowych linii pola elektrycznego linie pola magnetycznego mają kierunek do nich równoległy, w miejscach zaś największych wartości pola elektrycznego kierunek prostopadły.

Linie sił wypadkowego pola magnetycznego pokazano liniami przerywanymi. Wektory H fal składowych A i B pokazano strzałkami z odpowiednimi indeksami, a ich wektory wypadkowe — strzałkami bez indeksów.

Z rozkładu linii węzłowych pola elektrycznego widać jest, że graniczne warunki dla powierzchni metalicznych spełnione są dla płaszczyzn prostopadłych do powierzchni rysunku przechodzących przez I-I, II-II, III-III i IV-IV, wobec czego umieszczenie w II-II, czy też III-III dodatkowej ścianki metalicznej (przy odpowiednich warunkach zasilania) nic nie zmieni w rozchodzeniu się fal. Oczywiście można również wzbudzić rozchodzącą się w falowodzie falę, tak aby obraz pola odpowiadał części rozpatrywanego falowodu, np. pomiędzy I-I i II-II.

Jest to najprostszy układ pola dla rozpatrywanego rodzaju fali. Długość fali biegnącej wzdłuż falowodu wynosi

$$\lambda_b = \frac{\lambda}{\sin \Theta} \quad (1)$$

Długość fali stojącej układającej się w kierunku poprzecznym

$$\lambda_s = \frac{\lambda}{\cos \Theta} \quad (2)$$

gdzie:

λ — długość fali w nieograniczonym ośrodku,

Θ — kąt padania fali na ściankę falowodu.

Jeżeli do falowodu utworzonego z dwóch równoległych płaszczyzn dodamy dwie dodatkowe ścianki metaliczne prostopadłe do tych płaszczyzn, otrzymamy falowód prostokątny. Falowód prostokątny jest najprostszym przypadkiem falowodu zamkniętego, w którym rozchodzące się pole elektromagnetyczne jest całkowicie zamknięte wewnątrz.

Dodać należy, że istnieją również falowody otwarte, np. w postaci pojedynczego drutu, w przypadku których pole prowadzone jest na zewnątrz falowodu.

Na pograniczu tych dwóch rodzajów falowodów znajdują się falowody paskowe. Ze względu na dużą wrażliwość na zewnętrzne pola zakłóceń, falowody otwarte nie nadają się do interesujących nas celów i w pracy niniejszej nie będzie o nich mowy.

Wśród falowodów zamkniętych poczesne miejsce obok falowodów prostokątnych zajmują falowody o przekroju kołowym.

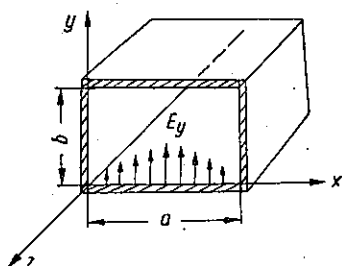
Rozchodząca się w nieograniczonym ośrodku fala elektromagnetyczna poprzeczna (rodzaj *TEM*), w przypadku której wektory pola elektrycznego i magnetycznego są stale prostopadłe do kierunku ruchu fali, w falowodach nie występuje (wyjątek stanowią tory współosiowe pracujące jako falowody).

Rozróżniamy dwa podstawowe rodzaje fal przesyłanych wzdłuż falowodów:

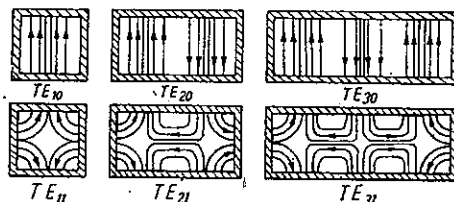
a. Fale elektrycznie poprzeczne nie posiadające składowych pola elektrycznego w kierunku przenoszenia się fali wypadkowej w falowodzie. Ten rodzaj fali oznaczony jest symbolem *TE* lub *H*, gdyż posiada składową pola magnetycznego w kierunku przenoszenia.

b. Fale magnetycznie poprzeczne nie posiadające składowych natężenia pola magnetycznego w kierunku przenoszenia się fali wypadkowej w falowodzie. Ten rodzaj fali oznaczany jest symbolem *TM* lub *E*, gdyż posiada on składową pola elektrycznego w kierunku przenoszenia.

Poza falą biejącą poruszającą się wzdłuż falowodu, w każdym falowodzie istnieje również, jak wiemy, fala stojąca rozłożona w kierunku prostopadłym do ruchu energii. W przypadku falowodów prostokątnych przyjęto oznaczać indeksami m i n przy symbolu rodzaju fali ilość po-

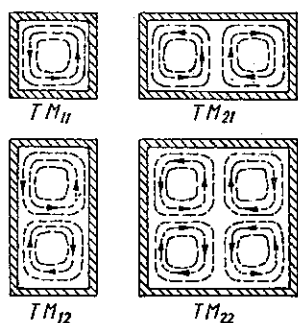


Rys. 2. Pole rodzaju TE_{10} w falowodzie prostokątnym

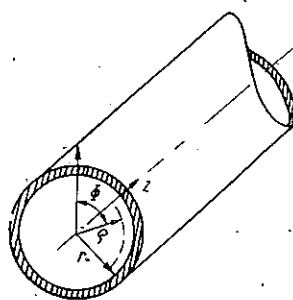


Rys. 3. Rozkład linii pola elektrycznego w przekroju falowodu prostokątnego dla kilku przypadków rodzaju TE_{mn}

łówek fal stojących układających się w poprzecznym przekroju falowodu. A więc na przykład, TE_{mn} oznacza występowanie m połówek fali pola elektrycznego w kierunku osi x oraz n połówek fali pola elektrycznego wzdłuż osi y . Na rys. 2 podano przykładowo pole rodzaju TE_{10} w falo-



Rys. 4. Rozkład linii pola magnetycznego w przekroju falowodu prostokątnego dla kilku przypadków rodzaju TM_{mn}

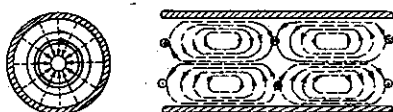


Rys. 5. Falowód o przekroju kołowym

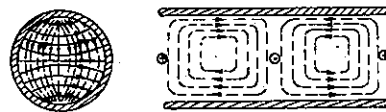
wodzie prostokątnym, a na rys. 3 podano również kilka dalszych przykładów pól rodzaju TE_{mn} przy nieco innym rysunkowym sposobie oznaczania względnych wartości natężenia pola elektrycznego.

Odpowiednie przykłady rozkładu pola dla rodzaju fali TM_{mn} podane zostały na rys. 4. W przypadku falowodu o przekroju kołowym, rodzaje fal oznaczamy jako TE_{nm} i TM_{nm} ; n oznacza tutaj liczbę pełnych cykli

zmian składowych H_z lub E_z przy zmianie kąta Φ (rys. 5) o 2π radianów, m oznacza natomiast, ile razy składowa E_ϕ (czy też H_ϕ w przypadku rodzaju TM_{nm}) przybiera wartość zero pomiędzy osią falowodu a jego ścianką, przy czym ewentualnej wartości zerowej na osi nie liczy się. Przykłady rozkładu pól dla fal rodzaju TE_{nm} dla falowodu o przekroju kołowym podane zostały na rys. 6 i na rys. 7, analogiczne przykłady dla fal rodzaju TM_{nm} podane zostały na rys. 8 i na rys. 9.



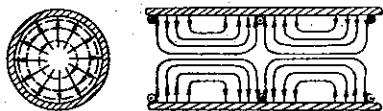
Rys. 6. Rozkład linii pola elektrycznego (— — —) i magnetycznego (— — —) w poprzecznym i podłużnym przekroju falowodu kołowego dla fali TE_{01}



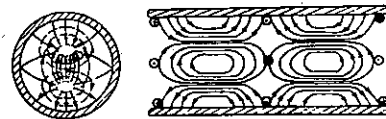
Rys. 7. Rozkład linii pola elektrycznego (— — —) i magnetycznego (— — —) w poprzecznym i podłużnym przekroju falowodu kołowego dla fali TE_{11}

Analizę propagacji fal w falowodach o przekroju kołowym przeprowadza się operując równaniami pola elektromagnetycznego we współrzędnych cylindrycznych.

Rozwiązanie powyższych równań otrzymuje się w postaci funkcji Bessela pierwszego rodzaju.



Rys. 8. Rozkład linii pola elektrycznego (— — —) i magnetycznego (— — —) w przekroju poprzecznym i podłużnym falowodu kołowego dla fali TM_{01}



Rys. 9. Rozkład linii pola elektrycznego (— — —) i magnetycznego (— — —) w przekroju poprzecznym i podłużnym falowodu kołowego dla fali TM_{11}

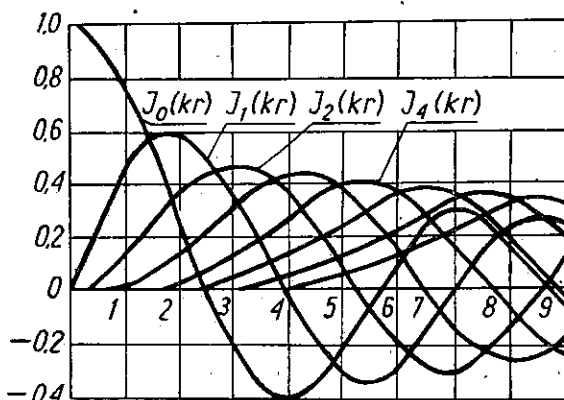
W falowodach kołowych, podobnie jak w falowodach prostokątnych, może być przenoszone nieskończenie wiele rodzajów fal zarówno TE jak i TM (n rodzin po m członków w każdej).

Graniczne długości fal poszczególnych rodzajów powiązane są z pierwiastkami odpowiednich funkcji Bessela (rodzaj TM) lub też z pierwiastkami pochodnych tych funkcji (rodzaj TE). A więc na przykład, warunkiem propagacji fali TM_{01} (najprostszej z rodziny TM_{0m}), której rozkład pola pokazany został na rys. 8, jest

$$\frac{2\pi r}{\lambda} \gg (kr) \quad (3)$$

gdzie (kr) jest pierwszym pierwiastkiem funkcji Bessela pierwszego rodzaju, rzędu zerowego $J_0(kr)$, (rys. 10), i wynosi 2,40.

Z rys. 10 widzimy, że dla TM_{02} i TM_{03} odpowiednie wartości (kr) wynoszą 5,52 oraz 8,65. (Drugi i trzeci pierwiastek tejże funkcji).



Rys. 10. Wartości funkcji Bessela pierwszego rodzaju $J_n(kr)$, rzędu od 1 do 7

Analogicznie dla fali TM_{11} , dla której rozkład pola pokazany został na rys. 9, warunek propagacji (3) ma być spełniony dla (kr) odpowiadającego pierwszemu pierwiastkowi funkcji Bessela pierwszego rodzaju, rzędu pierwszego $J_1(kr)$.

Dla tego rodzaju fali oraz dla następnego członka tej samej rodziny TM_{12} mamy wartości (kr) 3,83 i 7,02.

Warunki propagacji dla fal rodzaju TE otrzymujemy w sposób podobny, z tym że wchodzi tu w grę nie pierwiastki funkcji $J_n(kr)$, lecz pierwiastki ich pierwszych pochodnych $J'_n(kr)$ ¹⁾.

Falom TE_{01} i TE_{02} odpowiadają wartości (kr) 3,83 i 7,02, zaś falom TE_{11} , TE_{12} i TE_{13} — wartości: 1,84, 5,33 i 8,54.

Należy zdawać sobie sprawę, że aczkolwiek teoretycznie możliwa jest propagacja nieskończonej liczby rodzajów fal w falowodzie, to nie znaczy to bynajmniej, że wszystkie te rodzaje fal będą w falowodzie występować w rzeczywistości.

Wzbudzony zostanie jeden, określony rodzaj fali i gdybyśmy mieli do czynienia z falowodem idealnym, to po odpowiednim wyfiltrowaniu szczątkowych rodzajów pasożytniczych moglibyśmy mieć do czynienia tylko z jednym pożądanym rodzajem fali.

¹⁾ Do znalezienia odpowiednich wartości (kr) korzystać można również z rys. 10, pamiętając o następującej zależności

$$J'_n(x) = \frac{J_{n-1}(x) - J_{n+1}(x)}{2}$$

W rzeczywistości jednak na skutek różnych, nieuniknionych czynników, o których dalej będzie mowa, powstają zawsze pasożytnicze rodzaje fal, co do których wiemy, że mogą to być tylko te rodzaje, które spełniają warunki propagacyjne odpowiadające odpowiednim pierwiastkom funkcji Bessela, czy też ich pierwszych pochodnych.

Zgodnie z tym co wiemy z teorii falowodów stanowią one filtry górnoprzepustowe i przy odpowiednim doborze ich wymiarów część fal pasożytniczych może być wytłumiona.

Dążąc do możliwego ograniczenia liczby fal pasożytniczych, należałoby średnicę falowodu tak dobrać, ażeby dla danej częstotliwości roboczej był przenoszony pożądaný rodzaj fali (np. TE_{01}), z pozostałych zaś rodzajów tylko te, które posiadają taką samą lub większą długość fali granicznej (TM_{11} , TE_{21} , TM_{01} i TE_{11}). Są jednak jeszcze inne względy, o których dalej będzie mowa, które nie pozwalają przyjąć wymiarów falowodu odpowiadających minimalnej liczbie fal pasożytniczych, dlatego też przy projektowaniu linii falowodowej liczyć się należy z występowaniem dużej liczby różnych rodzajów fal.

4. RODZAJ FALOWODU I RODZAJ FALI NAJBARDZIEJ ODPOWIEDNIE DO TRANSMISJI DALEKOSIĘŻNEJ

4.1. Tłumienność falowodów

Przy rozważaniach możliwości wprowadzenia do telekomunikacji dalekosiężnej falowodów brano w dużym stopniu pod uwagę przebieg tłumienności falowodu w funkcji częstotliwości.

Zalety toru falowodowego w stosunku do torów innego rodzaju polegają przede wszystkim na tym, że pewne rodzaje fal w odpowiednich falowodach są bardzo mało tłumione nawet przy bardzo wielkich częstotliwościach.

Zjawisko to zadecydować może o tym, że system falowodowy może okazać się ekonomicznie najkorzystniejszy, gdyż odległości pomiędzy stacjami wzmacniającymi mogą wypadać tu jeszcze duże, nawet przy bardzo szerokim pasmie przenoszonych częstotliwości.

Jak to już było wzmiankowane, nie wszystkie jednak rodzaje falowodów i nie dla wszystkich rodzajów fal mają jednakowo korzystny przebieg tłumienności w funkcji częstotliwości.

Jak wynika z rozważań teoretycznych, popartych również w pewnym stopniu badaniami doświadczalnymi, spośród falowodów o jednorodnym dielektryku, tłumienność malejąca ze wzrostem częstotliwości w sposób ciągły wykazują jedynie:

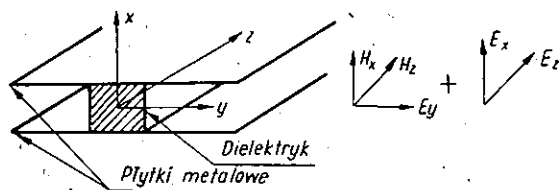
- a) falowody utworzone przez dwie równoległe, nieskończone płaszczyzny metaliczne dla rodzaju fali TE_{on} ;
- b) falowody o przekroju kołowym dla rodzajów fali TE_{om} .

4.2. Falowody paskowe

W praktyce zamiast nieskończonych równoległych płaszczyzn mamy do czynienia z płytkami, czy też paskami o skończonych wymiarach, na skutek czego ukształtowanie pola ulega zmianie w stosunku do wyidealizowanych założeń, powstają prądy wzdłużne w ściankach falowodu, który w rezultacie traci swoje teoretycznie bardzo korzystne właściwości.

W celu polepszenia właściwości tłumieniowych tego rodzaju falowodu, Tischer zaprojektował falowód ze wstawką dielektryczną, pokazany na rys. 11, a John W. E. Griemsmann i L. Birenbaum wykazali [5] celowość zastosowania w tym falowodzie dielektryka piankowego o względnej przenikalności dielektrycznej zbliżonej do jedności.

W przypadku falowodu Tischerza poza składowymi pola E_y , H_x i H_z normalnie występującymi w przypadku falowodów z dwiema równoległymi płytkami, do spełnienia warunków brzegowych przejścia dielektryk powietrze konieczne są również składowe E_x i E_z .



Rys. 11. Falowód Tischerza

Tym niemniej jednak spełniony jest, najbardziej istotny dla małej tłumienności, warunek niewystępowania składowej H_y , na skutek czego nie powstają prądy wzdłużne w ściankach metalicznych falowodu.

Pod względem tłumienia i zdolności do przenoszenia większych mocy falowód Tischerza z odpowiednim dielektrykiem ma dużą przewagę nad falowodami prostokątnymi. Wzbudzenie falowodu tego typu w przypadku zasilania falowodem prostokątnym jest prostsze niż falowodu o przekroju kołowym, tym niemniej jednak pod względem przebiegu tłumienia w funkcji częstotliwości oraz pod względem przydatności do układania w ziemi falowód Tischerza ustępuje falowodom o przekroju kołowym przenoszącym fale rodzaju TE_{om} .

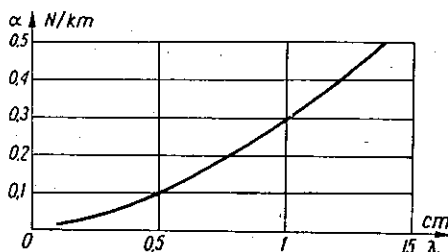
W świetle dotychczasowych badań do telekomunikacji dalekosiężnej najbardziej predystynowane są falowody o przekroju kołowym, przenoszące rodzaj fali TE_{01} .

4.3. Falowody o przekroju kołowym

4.3.1. Zwykłe falowody kołowe o gładkich ściankach metalicznych

Zgodnie z tym, co zostało poprzednio stwierdzone, w dalszym ciągu niniejszej pracy będzie wyłącznie mowa o falowodach o przekroju kołowym przeznaczonych do przenoszenia fali TE_{01} .

Na rys. 12 podano otrzymaną z obliczeń [3] tłumienność jednostkową prostego falowodu o przekroju ściśle kołowym o wewnętrznej średnicy 50 mm, wykonanego z miedzi o przewodności



Rys. 12. Teoretyczna tłumienność jednostkowa falowodu kołowego o średnicy wewnętrznej 50 mm, wykonanego z miedzi o przewodności

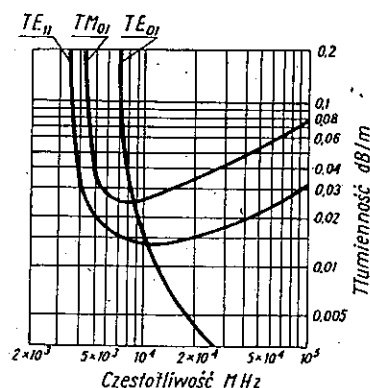
$$58 \frac{\text{m}}{\Omega \text{ mm}^2}$$

wodności ścianek falowodu $\sigma = 58 \frac{\text{m}}{\Omega \text{ mm}^2}$. Z rys. 12 możemy odczytać, że dla długości fali około 0,6 cm, co odpowiada częstotliwości 50 GHz, falowód posiada jednostkową tłumienność 0,14 N/km, co stanowi połowę tłumienności jednostkowej znormalizowanego kabla współosiowego 2,6/9,5 przy częstotliwości 1 MHz. W warunkach rzeczywistych jednak tłumienność falowodu, na skutek odchylenia wymiarów przekroju falowodu od idealnego koła oraz na skutek odchylenia się osi falowodu od linii prostej, jest znacznie większa od teoretycznie obliczonej. Pomimo to falowód kołowy posiada tłumienność dla fali TE_{01} bardzo małą i wykazującą, niespotykaną przy innego rodzaju torach, właściwość ciągłego maleńia ze wzrostem częstotliwości. Zjawisko to tłumaczy się tym, że (w interesującym nas zakresie częstotliwości i przy suchym powietrzu jako dielektryk, czyli gdy zjawisko pochłaniania energii przez cząsteczki gazu w falowodzie jest jeszcze do pominięcia) o tłumienności falowodu decydują straty w ściankach falowodu, które zależą od rozkładu pola w falowodzie.

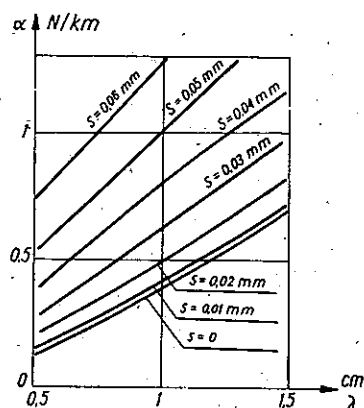
Linie pola elektrycznego w danym przypadku tworzą koncentryczne koła dookoła osi falowodu, a rzuty linii pola magnetycznego na płaszczyz-

nę prostopadłą do osi mają przebieg promieniowy. Przy takim układzie pola w ściankach falowodu powstają prądy płynące po wewnętrznym obwodzie falowodu w płaszczyznach prostopadłych do osi.

Na skutek niewystępowania w danym przypadku, w odróżnieniu od innych rodzajów fal, prądów w ściankach w kierunku osiowym, tłumienność falowodu dla rodzaju fali TE_{01} maleje ciągle ze wzrostem częstotliwości, podczas gdy w przypadku innych rodzajów fal osiąga swoje minimum, a następnie zdecydowanie wzrasta. Na rys. 13 zestawiono przebiegi w funkcji częstotliwości tłumienności jednostkowej falowodu kołowego dla rodzaju fali TE_{01} , TE_{11} i TM_{01} .



Rys. 13. Teoretyczna tłumienność jednostkowa falowodu kołowego o średnicy 12,5 cm dla różnych rodzajów fal



Rys. 14. Tłumienność jednostkowa owalnie zniekształconego falowodu kołowego dla fali TE_{01}

Brak prądów wzdłużnych przy fali TE_{01} ułatwia znakomicie również budowę linii falowodowej, umożliwiając proste zestawianie z sobą poszczególnych odcinków falowodu bez obawy wprowadzenia znacznego dodatkowego tłumienia w miejscach ich łączenia. Bardzo mała tłumienność falowodu kołowego dla fali TE_{01} , stanowiąca największą zaletę tego falowodu, w praktyce może ulec znacznemu zwiększeniu, gdy tylko wystąpią warunki odmienne od założonych. Czynniki zwiększającymi w praktyce tłumienność falowodu są:

- a) przypadkowe wygięcia, czy też załamania falowodu powstałe podczas fabrykacji, albo podczas jego układania,
- b) zawartość w falowodzie wilgoci lub też gazu posiadającego właściwości absorpcyjne dla fal elektromagnetycznych w interesującym nas zakresie częstotliwości.
- c) szorstka, nierówna powierzchnia wewnętrzna falowodu,
- d) przypadkowe zniekształcenia przekroju kołowego falowodu.

Na rys. 14 [3] pokazany został wpływ zniekształcenia rury falowodu, polegającego na nadaniu jej kształtu zlekka owalnego. Wykresy na rys. 14 podają jednostkową tłumienność falowodu o średnicy 50 mm, wykonanego z miedzi o oporności $2.10^{-8} \Omega/\text{m}$ dla fali TE_{01} w zakresie od 20 do 60 GHz, ($\lambda = 15 - 5$ mm) dla zniekształceń od 0,01 mm do 0,06 mm.

Dla zorientowania się jak wpływa odchylenie przebiegu falowodu od linii prostej, można podać, że falowód kołowy o średnicy około 50 mm, ułożony na łuku o promieniu 800 m wykazuje wzrost tłumienności o około 0,7 N/km.

W większości przypadków podanych powyżej wzrost tłumienności spowodowany jest przeważnie zjawiskiem częściowej przemiany fali TE_{01} na inne rodzaje fal.

Jak wiadomo, w falowodzie o przekroju kołowym przenoszone być mogą najrozmaitsze rodzaje fal. W falowodzie idealnie jednorodnym, nie posiadającym żadnych zniekształceń przekroju i ułożonym dokładnie według linii prostej, nie ma powodów, aby wzbudzona na początku falowodu fala TE_{01} miała ulegać jakimś przekształceniom. Jeżeli natomiast, co niestety zawsze ma miejsce w rzeczywistości, wystąpi jakakolwiek zmiana jego przekroju, jego kierunku przebiegu, czy też właściwości jego ścianek, na skutek zmiany warunków brzegowych powstaną poza podstawową falą TE_{01} inne rodzaje fal biegnące dalej łącznie z falą podstawową. Ta częściowa zamiana podstawowego rodzaju fali na inne pasożytnicze rodzaje fal powoduje zmniejszenie mocy użytkowej fali podstawowej i pociąga za sobą wzrost jej tłumienia.

Zjawisko to, aczkolwiek niepożądane, nie byłoby jeszcze tak bardzo szkodliwe, gdyby nie to, że energia rozproszona w wyżej wymienione pasożytnicze rodzaje fal zostaje w dalszych miejscach niejednorodności falowodu częściowo przekształcona z powrotem w podstawowy rodzaj TE_{01} . Ponieważ prędkości grupowe pasożytniczych rodzajów fal na ogół różnią się od prędkości grupowej TE_{01} , przeto sygnały przenoszone tą drogą są w sposób zupełnie przypadkowy przesunięte w fazie w stosunku do sygnału głównego, co prowadzi do bardzo poważnych zniekształceń sygnałów przesyłanych, które nie mogą być poprawione żadnymi metodami korekcyjnymi.

Na specjalną uwagę zasługuje zjawisko wielokrotnego przekształcania się rodzaju fal na zagięciach falowodu.

Falowód o przekroju kołowym może przenosić między innymi również rodzaj fali TM_{11} , posiadający taką samą prędkość fazową, jak fala TE_{01} . W prostym falowodzie nie pociąga to za sobą jakichś bezpośrednich ujemnych skutków, gdy jednak falowód ulega wygięciu kołowemu, obydwa rodzaje fal sprzęgają się ze sobą, co powoduje kolejne przelewanie

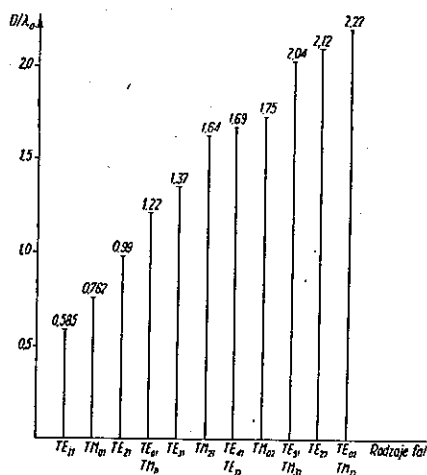
się energii pomiędzy nimi. Prowadzi to do dużego tłumienia i zniekształcenia przesyłanego sygnału.

Jak widzimy, zdolność falowodów do przenoszenia różnego rodzaju fal utrudnia w dużym stopniu jego zastosowanie do teletransmisji. Istnieją trudności utrzymania na całej długości linii falowodowej wzbudzonego na jej początku pożądanego rodzaju fali TE_{01} . Jak wiemy, każde złącze, każde rozgałęzienie, każde zniekształcenie przekroju, każde odchylenie od linii prostej, ogólnie mówiąc — każda przypadkowa czy też wynikająca z projektu linii niejednorodność może stać się źródłem pasożytniczych rodzajów fal. Liczba rodzajów fal, z którymi należy się liczyć w danym falowodzie, zależy od stosunku jego średnicy do długości fali.

Całkowita liczba rodzajów fal, z którymi należy się liczyć w przypadku falowodu o średnicy D nosi miano wskaźnika zawartości pasożytniczych rodzajów fal i wyraża się [8] przybliżonym wzorem

$$M = 2,55 (D/\lambda)^2 \quad (4)$$

Im większy jest współczynnik zawartości pasożytniczych rodzajów fal, tym większe są techniczne trudności w zapobieganiu wielokrotnej przemianie rodzajów fal.



gość fali odpowiadająca częstotliwości roboczej), jednocześnie z falą TE_{01} przenosić się mogą TM_{11} , TE_{21} , TM_{01} oraz TE_{11} .

W przypadku przenoszenia szerszego zakresu częstotliwości (zwiększenia D/λ) dojdą w zależności od szerokości tego zakresu rodzaje TE_{31} , TM_{21} i ewentualnie następne.

Przy zmianie średnicy falowodu najbardziej należy zwracać uwagę na powstawanie rodzaju fali TE_{02} . Pragnąc zabezpieczyć się przed powstawaniem tego rodzaju fali należałoby tak dobrać średnicę falowodu, aby stosunek D/λ utrzymać w granicach

$$1,22 < D/\lambda < 2,22 \quad (5)$$

Przy tak małej średnicy falowodu otrzymuje się jednak tłumienność falowodu niedopuszczalnie dużą, jak dla dalekosiężnych linii falowodowych.

Ze względu na pożądaną małą tłumienność stosunek D/λ powinien być możliwie duży.

Dwa powyższe, wzajemnie sprzeczne wymagania pociągają za sobą konieczność rozwiązania kompromisowego.

Są jeszcze inne czynniki skłaniające projektujących teletransmisyjne systemy falowodowe do znacznego zwiększenia częstotliwości roboczych w stosunku do częstotliwości granicznej fali TE_{01} w danym falowodzie.

Okazuje się mianowicie, że prędkości grupowe w falowodach zależą również od częstotliwości, co jest źródłem zniekształceń fazowych. Zależność powyższa jest tym mniejsza, im bardziej odległa jest częstotliwość robocza od częstotliwości granicznej falowodu.

Pragnąc mieć możliwość wykorzystania odpowiednio szerokiego pasma częstotliwości przy jednocześnie jeszcze dopuszczalnych zniekształceniach i tłumieniu sygnałów przenoszonych, stosunek D/λ przyjmuje się zawsze większy niż to wypadłoby ze względu na zabezpieczenie się przed pasożytniczymi rodzajami fal. Stosunek ten zwykle daje się nie mniejszy od 10, co umożliwia, niestety, powstawanie ponad 250 rodzajów fal pasożytniczych.

Zgodnie z rozważaniami teoretycznymi popartymi doświadczeniami, wymagania dotyczące dokładności wymiarów falowodu oraz prostoliniowości jego przebiegu, jakie należałoby postawić zwykłemu okrągłemu falowodowi o gładkich ściankach, aby przesyłane sygnały nadawały się jeszcze do regeneracji po przebiegu kilkudziesięciu kilometrów, byłyby na tyle surowe, że mogłyby się okazać praktycznie nie do zrealizowania.

Dlatego też, uznano, że należy pomyśleć o innym rozwiązaniu, a mianowicie o falowodach ze sztucznie zwiększoną tłumiennością dla pasożytniczych rodzajów fal.

4.3.2. Falowody o przekroju kołowym ze sztucznie zwiększoną tłumiennością dla pasożytniczych rodzajów fal

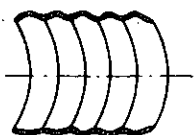
4.3.2.1. Wiadomości ogólne. Zgodnie z tym, co zostało poprzednio powiedziane, największą przeszkodę w realizacji dalekosieżnej telekomunikacji falowodowej stanowi zjawisko wielokrotnego przekształcania się rodzaju fali przenoszonej, prowadzące w rezultacie, po przebiegu kilkudziesięciu kilometrów, do niedopuszczalnego zniekształcenia sygnałów przenoszonych.

W celu zwalczania szkodliwych skutków tego zjawiska prowadzone są w laboratoriach szeregu krajów na świecie (Standard Telecommunication Laboratories w Anglii, Bell Laboratories w USA, w ZSRR, w Niemczech i we Francji) badania zmierzające do opracowania falowodu o konstrukcji specjalnej.

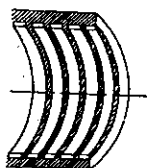
W latach ubiegłych wypróbowano szereg najrozmaitszych rozwiązań, takich jak:

- a) falowody o przekroju eliptycznym,
- b) falowody karbowane (rys. 16),
- c) falowody żłobkowane (rys. 17),
- d) falowody pierścieniowe (rys. 18),
- e) falowody zwijkowe (rys. 19),
- f) falowody z warstwą dielektryka o dużych stratach (rys. 20).

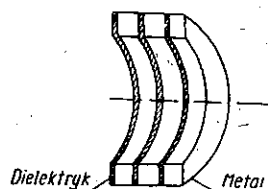
W wyniku tych badań obecnie bierze się poważnie pod uwagę w zastosowaniu do telekomunikacji dalekosieżnej tylko dwa rodzaje falowodów



Rys. 16. Falowód karbowany



Rys. 17. Falowód żłobkowany



Rys. 18. Falowód pierścieniowy

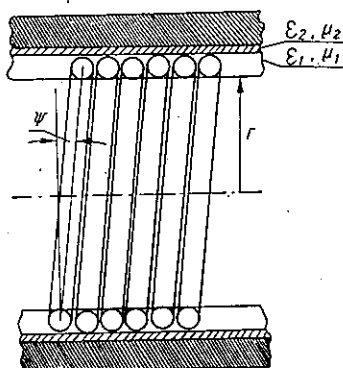
specjalnych, a mianowicie:

- a) falowody zwijkowe,
- b) falowody z warstwą dielektryka o dużych stratach.

4.3.2.2. Falowody zwijkowe. Falowody zwijkowe powstały jako realizacja zasadniczej myśli utworzenia takiego falowodu, w którym oporność powierzchniowa ścianek w kierunku obwodowym byłaby mała, a w kierunku osiowym falowodu — duża.

Falowód zwijkowy utworzony jest z warstwy równomiernie nawiniętego izolowanego drutu miedzianego, pokrytej powłoką dielektryką o dużej stratności i zabezpieczonej od zewnątrz powłoką ochronną.

Rodzaje fal przy których prądy w ściankach falowodu mają kierunek obwodowy w płaszczyznach prostopadłych do osi falowodu, a więc rodzaje TE_{om} nie doznają znacznego dodatkowego tłumienia. Pozostałe rodzaje fal ulegają silnemu tłumieniu, które zależy od skoku uzwojenia i od właściwości powłoki dielektrycznej.



Rys. 19. Falowód zwijkowy

Falowód zwijkowy dla rodzajów fal TE_{om} posiada tłumienność prawie taką, jak zwykły falowód z gładkiej rury miedzianej. Dodatkowe tłumienie, wynikające z tego, że falowód utworzony jest z drutu zwiniętego wzdłuż linii śrubowej, jest proporcjonalne do kwadratu tangensu kąta wzniesienia ψ linii śrubowej. To dodatkowe tłumienie można zrobić bardzo małe przez nawinięcie zwój przy zwoju odpowiednio cienkiego drutu, co daje praktycznie $\psi \approx 0$. Tłumienność falowodu natomiast dla innych rodzajów fal, przy których występują prądy w kierunku osiowym falowodu, jest bardzo duża.

Tłumienność falowodu zwijkowego o $\psi \approx 0$ dla rodzaju fal TE_{nm} wynosi [11]

$$\alpha = \frac{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_0)^2}}{r} \frac{n^2}{p^2 - n^2} \xi \quad (6)$$

natomiast dla rodzaju fal TM_{nm}

$$\alpha = \frac{\xi}{r \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_0)^2}} \quad (7)$$

gdzie:

λ — długość fali w nieograniczonym ośrodku;

$\lambda_0 = \frac{2\pi r}{p}$ graniczna długość fali falowodu;

r — wewnętrzny promień falowodu;

p — pierwiastki $J_n(kr)$ dla rodzajów TM_{nm} ;

oraz pierwiastki $J'_n(kr)$ dla rodzajów TE_{nm} ;

n — wskaźnik kątowy rodzaju fali;

ξ — określone jest zależnością:

$$\xi + j\eta = (\epsilon' - j\epsilon'')^{-\frac{1}{2}}$$

gdzie kolejno:

$$\epsilon' = \epsilon/\epsilon_0,$$

$$\epsilon'' = \sigma/\omega\epsilon_0$$

zaś:

ϵ_0 — przenikalność dielektryczna ośrodka wewnętrznego,

ϵ — przenikalność dielektryczna warstwy dielektryka (ośrodka zewnętrznego),

σ — przewodność ośrodka zewnętrznego.

Duże tłumienie fal pasożytniczych jest skutkiem powstawania dla wszystkich tych rodzajów fal, które mają składowe osiowe prądy w ściankach falowodu, fal rozchodzących się promieniowo w przerwach pomiędzy zwojami falowodu.

Przenosząca się wzdłuż falowodu fala TE_{01} nie może wzbudzić dotąd fal promieniowo rozchodzących się, dopóki odstęp pomiędzy sąsiednimi zwojami jest mniejszy od połowy długości fali.

Ponieważ warunek ten jest łatwy do spełnienia, przeto w rezultacie fale TE_{01} są tłumione od kilkuset do kilkuset tysięcy razy mniej niż fale pasożytnicze.

Ośrodek określający rozchodzenie się fal w kierunku promieniowym stanowi materiał (ϵ_1, μ_1) izolujący od siebie poszczególne zwoje falowodu, a następnie warstwa dielektryka (ϵ_2, μ_2) pokrywająca rurę falowodu utworzoną ze spiralnie nawiniętego drutu. Na granicy pomiędzy tymi dwoma dielektrykami następuje częściowe odbicie promieniowo rozchodzących się fal. Odbicie to scharakteryzowane jest stosunkiem impedancji charakterystycznych dwóch dielektryków.

$$\frac{Z_2}{Z_1} = \sqrt{\frac{\mu_2 \epsilon_1}{\epsilon_2 \mu_1}} \quad (8)$$

Pragnąc otrzymać jak największe tłumienie niepożądanych rodzajów fal należy dbać o to, aby impedancje charakterystyczne obydwóch dielektryków możliwie mało się od siebie różniły.

Jednocześnie, w celu otrzymania tajności komunikacji, grubość warstw dielektryków oraz ich stratności powinny być tak dobrane, aby nie było wypromieniowania energii poza falowód, czyli, aby na zewnętrznej powierzchni płaszcza falowodu nie występowało już praktycznie żadne pole.

Próby produkowania falowodu zwijkowego przeprowadzane były w Anglii i w USA. Próby te dały pomyślne wyniki. Falowód produkowany był w prostych odcinkach o długości około 3 m. Istnieje możliwość produkowania również dłuższych odcinków; przy obecnej jednak konstrukcji falowodu nie można myśleć o nawijaniu go na bębny, a ze względów transportowych proste odcinki nie mogłyby przekraczać długości 12 m. Istnieją również bardzo oryginalne projekty produkcji falowodu na trasie, na miejscu jego układania.

Biorąc pod uwagę wszystko dotychczas powiedziane o falowodzie zwijkowym, można spodziewać się, że znajdzie on szerokie zastosowanie w dalekosieżnej transmisji falowodowej, ponieważ posiada on szereg zalet w stosunku do zwykłego falowodu o gładkich ściankach metalicznych, a mianowicie:

a. Przy utrzymaniu odpowiednio małego skoku uzwojenia falowód zwijkowy posiada dla fali TE_{01} prawie taką samą tłumienność co falowód zwykły, podczas gdy niepożądane rodzaje fal są tłumione od około 10^2 do 10^5 razy mocniej.

b. Na skutek znacznie zmniejszonego sprzężenia pomiędzy rodzajem fali TE_{01} a TM_{11} , nie występuje, przy odpowiednio dużym promieniu zagięcia, wielokrotna przemiana tych rodzajów fal, a więc i znaczne zwiększenie tłumienności dla fali TE_{01} .

c. Przy odpowiednim doborze wymiarów i właściwości elektrycznych płaszcza i dielektryków pochłaniających promieniowo rozchodzące się fale pasożytnicze, pole elektromagnetyczne nie rozchodzi się poza falowód.

d. Produkcja falowodów zwijkowych nie przedstawia specjalnych trudności.

4.3.2.3. Falowody z warstwą dielektryka. Bardzo surowe i praktycznie nie dające się zrealizować wymagania, jakie należałoby postawić zwykłemu falowodowi miedzianemu o przekroju kołowym, w przypadku za-

stosowania go do telekomunikacji dalekosięcznej, można w znacznym stopniu również złagodzić dając na wewnętrznej powierzchni falowodu cienką warstwę dielektryka o dużej stratności.

W pobliżu ścianki falowodu dielektryk dla rodzaju fal TE_{01} znajduje się w obszarze zanikającego pola elektrycznego i dlatego też praktycznie prawie nie ma wpływu na przenoszenie fal tego rodzaju, wywiera natomiast duży wpływ na przenoszenie innych rodzajów fal z najbardziej niepożądanym rodzajem TM_{11} włącznie.

Wynikający z wprowadzenia warstwy dielektryka wzrost przesuwności falowej oraz tłumienności w stosunku do przesuwności falowej różnych rodzajów fali zgodnie z [18] wyraża się w sposób następujący:

dla rodzajów fal TM_{nm}

$$\frac{\Delta\beta}{\beta_{nm}} = \left[1 - \frac{\varepsilon'}{|\varepsilon|^2} \right] \delta \quad (9)$$

$$\frac{\Delta\alpha}{\beta_{nm}} = \frac{\varepsilon''}{|\varepsilon|^2} \delta \quad (10)$$

dla rodzajów fal TE_{nm} ($n \neq 0$)

$$\frac{\Delta\beta}{\beta_{nm}} = \frac{n^2}{p_{nm}^2 - n^2} \frac{1 - \frac{\varepsilon'}{|\varepsilon|^2}}{1 - v_{nm}^2} \delta \quad (11)$$

$$\frac{\Delta\alpha}{\beta_{nm}} = \frac{n^2}{p_{nm}^2 - n^2} \frac{1}{1 - v_{nm}^2} \frac{\varepsilon''}{|\varepsilon|^2} \delta \quad (12)$$

dla rodzajów fal TE_{0m}

$$\frac{\Delta\beta}{\beta_{0m}} = \frac{\varepsilon' - 1}{1 - v_{0m}^2} \frac{p_{0m}^2}{3} \delta^3 \quad (13)$$

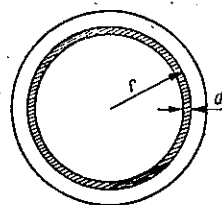
$$\frac{\Delta\alpha}{\beta_{0m}} = \frac{\varepsilon''}{1 - v_{0m}^2} \frac{p_{0m}^2}{3} \delta^3 + (\varepsilon' - 1) \frac{\alpha_{0m}}{\beta_{0m}} \frac{p_{0m}^2}{v_{0m}^2} \delta^2 \quad (14)$$

gdzie:

p_{nm} — jest odpowiednim pierwiastkiem $J_n(kr) = 0$ dla rodzaju fal TM_{nm} oraz odpowiednim pierwiastkiem $J'_n(kr) = 0$ dla rodzaju fal TE_{nm} ;

$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$ — jest względną przenikalnością dielektryczną warstwy dielektryka;

$\delta = \frac{d}{r}$, gdzie kolejno:



Rys. 20. Falowód z warstwą dielektryka

d — grubość warstwy dielektryka;

r — wewnętrzny promień metalowej rury falowodu;

$$\nu_{nm} = \frac{\lambda}{\lambda_{onm}}, \text{ gdzie kolejno:}$$

$\lambda_{onm} = 2\pi r/p_{nm}$ — jest długością graniczną fali danego rodzaju.

U w a g a: wszystkie powyższe wzory zostały wyprowadzone w założeniu $\delta \ll 1$.

Z powyżej podanych zależności widać, że zmiana tłumienności dla rodzaju fal TM_{nm} i TE_{nm} ($n \neq 0$) jest proporcjonalna do pierwszej potęgi δ , podczas gdy zmiana ta dla rodzajów TE_{0m} jest proporcjonalna do δ^3 ¹⁾.

Przy projektowaniu falowodu z warstwą z dielektryka należy mieć przed oczyma zasadniczy cel wprowadzenia tego rodzaju falowodu, a mianowicie:

- zwiększenie fabrykacyjnych tolerancji w stosunku do zwykłego falowodu o przekroju kołowym;
- złagodzenie wymagań stawianych podczas budowy dalekosiężnej linii falowodowej.

Aby uzyskać widoczne zwiększenie fabrykacyjnych tolerancji w stosunku do zwykłego falowodu, dążyć należy do osiągnięcia możliwie dużej tłumienności falowodu dla niepożądanych rodzajów fal bez przekroczenia pewnej, przyjętej za największą dozwoloną, tłumienności dla fali TE_{01} .

Z zależności (14) wynika, że

$$\varepsilon''\delta^3 \leq a \quad (15)$$

gdzie wartość a (obliczona z (14)) odpowiada granicznej dozwolonej wartości wzrostu tłumienności dla TE_{01} . Jednocześnie stosunek wzrostu tłumienności dla TE_{01} (14) do wzrostu tłumienności rodzajów niepożądanych TM_{nm} (10) oraz TE_{nm} (12) powinien być jak najmniejszy. Możemy się łatwo przekonać, że jest to równoznaczne z wymaganiem, aby:

$$|\varepsilon|^2 \delta^2 \quad (16)$$

było możliwie małe.

Podstawiając δ z (15) do (16) otrzymujemy, iż należy dążyć do tego, aby wartość wyrażenia

$$\frac{\varepsilon'^2 + \varepsilon''^2}{\varepsilon''^{2/3}}$$

była jak najmniejsza.

¹⁾ Ostatni wyraz zależności (14) jest wynikiem wzrostu strat na skutek prądów w ściankach falowodu spowodowanych koncentracją pola elektrycznego w dielektryku. Wyraz ten jest zwykle na tyle mały, że może być pominięty wobec wyrazu pierwszego.

Aby osiągnąć ten warunek, należy wybrać dielektryk o możliwie małej przenikalności dielektrycznej ϵ' i o odpowiedniej stratości ϵ'' .

Dla wybranej przenikalności dielektrycznej ϵ' najlepsze właściwości falowodu ze względu na filtrowanie pasożytniczych rodzajów fal otrzymamy dla ϵ'' , gdy

$$f(\epsilon'') = \frac{\epsilon'^2 + \epsilon''^2}{\epsilon''^{2/3}} \quad (17)$$

osiąga minimum, czyli gdy $f'(\epsilon'') = 0$ i jednocześnie $f''(\epsilon'') > 0$, co ma miejsce dla

$$\epsilon'' = \frac{1}{\sqrt{2}} \epsilon' \quad (18)$$

Aby uzyskać natomiast złagodzenie wymagań związanych z samą budową linii falowodowej, należy dążyć do możliwie dużej zmiany przesuwności falowej dla niepożądanych rodzajów fal w stosunku do fali TE_{01} .

Pociąga to za sobą konieczność stosowania dielektryka o niezbyt małej przenikalności dielektrycznej i o grubości warstwy takiej, na jaką pozwala tylko dozwolony wzrost tłumienności dla TE_{01} .

Ostatnie wymagania są w pewnym stopniu sprzeczne z poprzednio wyprowadzonymi wytycznymi i w praktyce wskazane będzie oczywiście rozwiązanie kompromisowe.

W tablicy 2 zostały zestawione tłumienności zwykłego falowodu miedzianego, falowodu z warstwą dielektryka oraz falowodu zwijkowego dla najbardziej niepożądanych rodzajów fal TE_{11} , TM_{11} i TE_{12} .

Tablica 2 [18]

Jednostkowa tłumienność różnego rodzaju falowodów kołowych o średnicy 2 cale
przy częstotliwości 55,5 GHz

Rodzaj fali pasożytniczej	Rodzaj falowodu		
	Rura miedziana N/m	Rura miedziana z warstwą dielektryka N/m	Falowód zwijkowy N/m
TE_{11}	0,0027	0,15	0,43
TM_{11}	0,0065	0,36	4,3
TE_{12}	0,00045	0,014	0,43

Falowody badane były o średnicy 2 cale. Dielektryk zastosowano o $\epsilon' = 2$ i $\epsilon'' = 1$, o grubości dającej wzrost tłumienności o 20% dla fali TE_{01} ($d = 0,04$ mm).

Jak widać z tablicy 2, rozpatrywane falowody o przekroju kołowym posiadają najmniejszą tłumienność dla fali pasożytniczej TE_{12} . Okazuje się, że ten rodzaj fali wpływa również bardzo niekorzystnie na charakterystyki TE_{01} na skutek wielokrotnej przemiany rodzaju fal. Dlatego też tłumienność falowodu dla TE_{12} można przyjąć jako miarę porównawczą przy zestawianiu zalet falowodu z warstwą dielektryka z innymi falowodami.

W celu porównania korzyści, jakie osiąga się z zastosowania falowodu z warstwą dielektryka z korzyściami wynikającymi z zastosowania falowodu zwijkowego, przeprowadzono poniżej opisane próby [18].

Na próbnym odcinku linii falowodowej, w celu zmniejszenia skutków niedokładności fabrykacyjnych, włączono w odstępach co około 60 m filtry w postaci odcinków kabla zwijkowego o długości 2,75 m i o tłumienności dla TE_{12} około 1 N. Pożądany skutek został osiągnięty i uzyskano gładkie charakterystyki przenoszenia dla TE_{01} .

Takie samo tłumienie około 1 N dla TE_{12} uzyskano również dla odcinka falowodu o długości około 75 m z warstwą dielektryka, z czego wynika, że falowód miedziany z warstwą dielektryka może zastąpić zwykły falowód miedziany z filtrami z falowodu zwijkowego. Dla takich samych tolerancji fabrykacyjnych uzyskuje się tę samą jakość transmisji TE_{01} . Wymagania natomiast związane z budową linii falowodowej mogą być bardzo złagodzone w przypadku falowodu z warstwą dielektryka.

Dla przykładu można podać, że zwykły falowód miedziany z filtrami zastosowanymi w sposób poprzednio omówiony wykazuje wzrost tłumienności dla fali TE_{01} o 20% przy równomiernym zagięciu falowodu o promieniu ok. 2,4 km, podczas gdy falowód z warstwą dielektryka wykazuje taki sam wzrost tłumienności dla tego samego rodzaju fali dopiero przy równomiernym zagięciu o promieniu 0,6 km.

Jak widać z powyższego przykładu, falowód z warstwą dielektryka nie tylko wprowadza odpowiednie tłumienie dla niepożądanych rodzajów fal, ale również pozwala na znaczne złagodzenie wymagań dotyczących dokładności układania linii falowodowej.

Autor pozwolił sobie nieco bardziej szczegółowo omówić pracę H. G. Ungera [18], gdyż otwiera ona nowe możliwości realizacji dalekosiężnych linii falowodowych. Wydaje się bowiem, że produkcja falowodów z warstwą dielektryka powinna być łatwiejsza i tańsza niż falowodów zwijkowych, oraz że wymagania dotyczące dokładności układania linii falowodo-

wej stają się teraz znacznie bardziej możliwe do zrealizowania. Należy jednak zdawać sobie sprawę, że badawcza część pracy nie została jeszcze na świecie zakończona. Nie jest spełniany jeszcze obecnie, poprzednio wprowadzony, warunek mówiący, że dielektryk użyty w falowodzie powinien mieć jednocześnie przy bardzo małej przenikalności dielektrycznej współczynnik stratności bliski $\frac{\epsilon'}{\sqrt{2}}$. Materiały znajdujące się obecnie w dyspozycji konstruktorów mają jeszcze zbyt dużą przenikalność dielektryczną.

5. MODULACJA

Sprawa wyboru rodzaju modulacji w dalekosieżnej transmisji falowodowej nie jest jeszcze całkowicie przesądzona, tym niemniej jednak przeważa obecnie pogląd, że najwłaściwsza jest modulacja kodowo-impulsowa.

Pogląd ten opiera się na następującym rozumowaniu.

Odległości między stacjami wzmacniakowymi nie mogą być zbyt małe, o ile chcemy, aby system teletransmisyjny był odpowiednio ekonomiczny. Przeprowadzone dotychczas doświadczenia wykazały, że nawet przy bardzo surowych tolerancjach dozwolonych przy produkcji falowodu oraz przy bardzo starannym wykonaniu linii falowodowej, nieuniknione odchylenia wymiarów od nominalnych, niejednorodności, zagięcia i falowania powodują powstawanie pasożytniczych rodzajów fal, które przekształcają się kolejno na następnych niejednorodnościach wszelkiego rodzaju z powrotem w podstawowy rodzaj fali TE_{01} , powodując bardzo poważne zniekształcenie przesyłanego sygnału. Przy odległościach między stacjami wzmacniakowymi rzędu kilkudziesięciu kilometrów na stacji wzmacniakowej będzie konieczne nie tyle wzmocnienie, co regeneracja sygnału.

Przy modulacji kodowo-impulsowej zastosowanie prostego kodu impulsów binarnych umożliwia uzyskanie skutecznej regeneracji impulsów na stacji wzmacniakowej nawet w przypadku bardzo zniekształconych sygnałów i w obecności dużego poziomu szumów.

W ten sposób można regenerować na każdej stacji wzmacniakowej przesyłane sygnały unikając zjawiska kumulatywnego pogarszania się ich. Dotąd dopóki zniekształcenie sygnału nie przekroczy granicy, przy której regenerator zaczyna działać wadliwie, wszystkie stacje wzmacniakowe retransmitują sygnały identyczne z sygnałem pierwotnym.

Okazuje się, że przy modulacji kodowo-impulsowej można uzyskać bardzo dokładną regenerację impulsów nawet przy bardzo dużym po-

ziomie szumów. Przykładowo można podać, że uzyskiwano dobre rezultaty przy szumie białym, którego średnia wartość była zaledwie o 2,3 N niższa od szczytowej wartości amplitudy impulsu. Taki poziom zakłóceń przy innych systemach modulacji nie mógłby być tolerowany.

Tym niemniej istnieją również poglądy [6], że zastosowanie modulacji kodowo-impulsowej to tylko etap pośredni w wielkim zadaniu opracowania właściwej dalekosieżnej transmisji falowodowej.

Jest wiele względów przemawiających na korzyść modulacji częstotliwości; można przytoczyć z nich najważniejsze:

a) modulacja częstotliwości jest znacznie prostsza i jest już bez porównania lepiej praktycznie opanowana niż modulacja kodowo-impulsowa,

b) olbrzymia większość pracujących systemów nośnych oparta jest na częstotliwościowym podziale na kanały, wobec czego znacznie łatwiejsze byłoby powiązanie z siecią istniejącą linii falowodowych, gdyby te ostatnie wykorzystywały modulację częstotliwości,

c) wydzielanie w określonych punktach dalekosieżnej linii falowodowej poszczególnych grup łączy jest bardziej ekonomiczne w przypadku modulacji częstotliwości.

Ażeby jednak można było myśleć o stosowaniu modulacji częstotliwości, trzeba dopuszczać znacznie mniejsze zniekształcenia sygnału niż to ma miejsce przy modulacji kodowo-impulsowej.

Wynika stąd znaczne obostrzenie wymagań dotyczących zarówno fabrykacyjnych odcinków falowodu jak i sposobu budowy linii falowodowej:

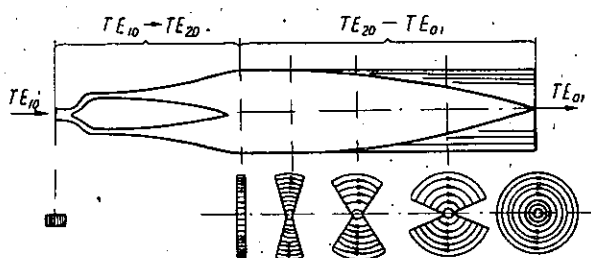
a) falowód musi być specjalnej konstrukcji utrudniającej wzajemne przekształcanie się przede wszystkim rodzajów fal TE_{01} i TM_{11} oraz zwiększającej tłumienność falowodu dla pasożytniczych rodzajów fal w stosunku do fali TE_{01} ;

b) falowód powinien być produkowany, a następnie montowany w ten sposób, aby uniknąć okresowo powtarzających się niejednorodności. Odcinki falowodu powinny być produkowane o różnych długościach, a podczas budowy linii falowodowej zwracać należy uwagę na to, aby podpory pod falowodem były rozmieszczone w nieregularnych od siebie odstępach.

W prowadzonych na świecie badaniach [6], zmierzających do opracowania systemu teletransmisyjnego z modulacją częstotliwości, bierze się pod uwagę falowód z warstwą dielektryka o średnicy 2 cale, przy częstotliwościach około 35 GHz.

6. WZBUDZANIE FALI TE_{01} W FALOWODACH O PRZEKROJU KOŁOWYM

Ponieważ, w praktyce wyjścia z generatorów i urządzeń pomiarowych są przeważnie falowodami prostokątnymi, niosącymi falę TE_{10} , zagadnienie odpowiedniego wzbudzenia falowodu kołowego sprowadza się do utwo-



Rys. 21. Przejście z fali TE_{10} w falowodzie prostokątnym poprzez rodzaj TE_{20} na falę TE_{01} w falowodzie o przekroju kołowym

wienia odpowiedniego przejścia pomiędzy falowodami. Istnieje szereg rozwiązań tego przejścia; jako najbardziej typowe zostaną pokazane trzy z nich:

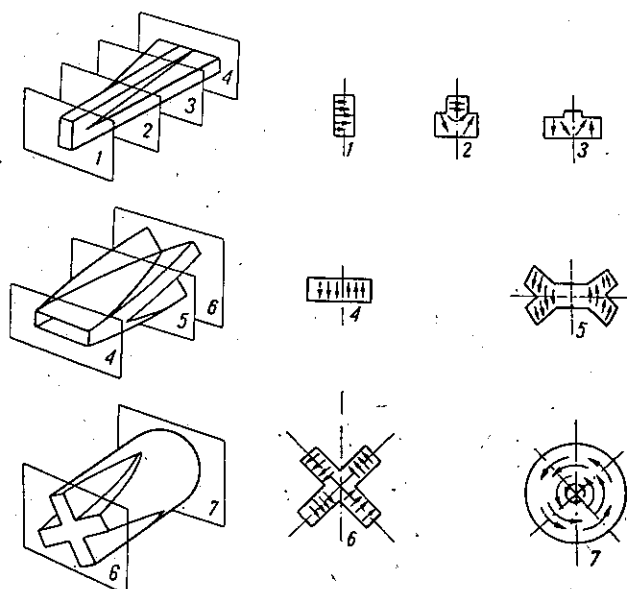
A. Na rys. 21 pokazane jest przejście z falowodu prostokątnego na kołowy zrealizowane w ten sposób, że falowód prostokątny o rodzaju fali TE_{10} rozdzieliła się na dwie jednakowe gałęzie niosące ten sam rodzaj fali TE_{10} . Gałęzie te zostają przekrecone o 90° w przeciwnych kierunkach przy jednoczesnym zwiększeniu szerszej ścianki a do wymiarów około $3a$, aż do zetknięcia się z sobą węższych ścianek na osi falowodu. W miejscu zetknięcia z sobą dwóch gałęzi falowodu ich pola elektryczne będą miały kierunki przeciwne, tak że po usunięciu dzielących ścianek otrzy-



Rys. 22. Przejście pomiędzy falowodem prostokątnym o rodzaju fali TE_{10} i falowodem kołowym o rodzaju TE_{01}

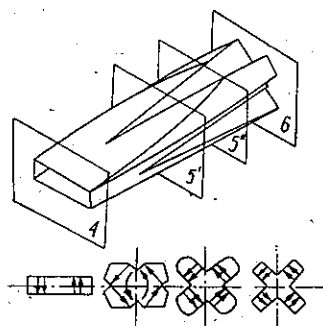
mamy rodzaj fali TE_{20} w falowodzie prostokątnym. Następnie szersze ścianki falowodu zaczynają się rozchyłać w sposób pokazany na rys. 21, tworząc coraz większe wycinki koła aż do całkowitego przejścia w falowód o przekroju kołowym.

B. Na rys. 22 pokazane zostało bezpośrednie przejście z fali TE_{10} w falowodzie prostokątnym na rodzaj TE_{01} w falowodzie o przekroju kołowym, według metody H. Guttona.



Rys. 23. Przejście z fali TE_{10} w falowodzie prostokątnym na rodzaj TE_{01} w falowodzie o przekroju kołowym [12]

C. Rys. 23 ilustruje przejście z falowodu prostokątnego o fali TE_{10} na falowód o przekroju kołowym w sposób podany przez P. Marie, zaś rys. 24 — środkową ulepszoną [12] część tego przejścia. Zalety ostatniego sposobu przejścia polegają na stosunkowo łatwym wykonaniu przekształtnika oraz małym tłumieniu przezeń wprowadzanym (zaledwie ok. 0,03 N).



Rys. 24. Zmodyfikowana środkowa część przekształtnika $TE_{10} \rightarrow TE_{01}$ [12]

7. WNIOSKI

Transmisja falowodowa na dalekie odległości otwiera zupełnie nowe możliwości dla telekomunikacji.

Wyniki dotychczas przeprowadzonych eksperymentów oraz rozważań teoretycznych wyraźnie wskazują na to, że realizacja systemów teletransmisyjnych wykorzystujących falowody jest całkowicie możliwa.

Właściwości falowodu o przekroju kołowym, którego tłumienność w przypadku fali TE_{01} maleje wraz ze wzrostem częstotliwości, pozwalają na przenoszenie bardzo szerokiego pasma częstotliwości przy odległości między stacjami wzmacniakowymi rzędu kilkudziesięciu kilometrów, co może zdecydować o tym, że falowodowy system teletransmisyjny może okazać się ekonomicznie najkorzystniejszy.

Wyniki prac dotychczasowych wskazują, że:

a) do dalekosieżnej transmisji falowodowej najbardziej nadaje się falowód o przekroju kołowym, przystosowany do przenoszenia fali TE_{01} , posiadający jednocześnie możliwie dużą tłumienność dla innych rodzajów fal,

b) falowód o zwykłych jednorodnych ściankach metalicznych nie nadaje się do transmisji dalekosieżnej ze względu na to, że w przypadku jego zastosowania należałoby postawić bardzo surowe wymagania techniczne, zarówno w stosunku do fabrykacyjnych odcinków falowodu, jak i w stosunku do sposobu montażu linii falowodowej,

c) falowód zwijkowy, aczkolwiek stosunkowo drogi, umożliwia złagodzenie wymagań, zarówno w stosunku do fabrykacyjnych odcinków falowodu jak i w stosunku do sposobu montażu linii falowodowej, do granic całkowicie osiągalnych w praktyce,

d) falowód z warstwą dielektryka, tańszy i prostszy w konstrukcji od falowodu zwijkowego, może śmiało konkurować z tym ostatnim, zwłaszcza, o ile zostanie znaleziony, odpowiedni pod względem przenikalności dielektrycznej i stratności, dielektryk,

e) modulacja kodowo-impulsowa w początkowej fazie wprowadzania do eksploatacji teletransmisji falowodowej wydaje się być najwłaściwsza, tym niemniej jednak dążyć należy do osiągnięcia takich właściwości elektrycznych linii falowodowej, aby w przyszłości można było stosować również modulację częstotliwości.

Pomiędzy przeprowadzeniem eksperymentów laboratoryjnych a wprowadzeniem systemów teletransmisyjnych falowodowych do eksploatacji musi jednak upłynąć jeszcze trochę czasu, wypełnionego mozolną pracą wielu badaczy i inżynierów.

Realizacja dalekosieżnej transmisji falowodowej, to nie tylko opracowanie samego, najbardziej do tego celu nadającego się falowodu, to

również praktyczne rozwiązanie całego szeregu takich problemów, jak: modulacja kodowo-impulsowa, regeneracja impulsów, generacja i stabilizacja drgań wielkiej częstotliwości itp.

Pomimo wszystkich trudności związanych z wprowadzeniem do eksploatacji teletransmisji falowodowej, zagadnienie prowadzenia odpowiednich badań również w naszym kraju jest, zdaniem autora, jak najbardziej wskazane ze względu na wielkie korzyści, jakich należy się spodziewać z realizacji tego rodzaju systemu teletransmisji.

WYKAZ LITERATURY

1. Barlow H. E. M.: Long-distance waveguide telecommunication system — British Communications and Electronics, Vol. 6, No. 2, 1959.
2. Bronwell A. B. i Beam R. E.: Teoria i zastosowanie mikrofal. — Tłumaczenie polskie, PWT.
3. Comte G., de Carfort F., Ponthus A.: Utilisation de guides d'ondes circulaires pour la transmission à grande distance d'ondes centimétriques et millimétriques. — Câbles et Transmission No. 4, 1957.
4. Fogelson B. A.: Wołnowody. — Woj. izdat., Moskwa 1958.
5. Griemsmann John W. E. and Birenbaum L.: A low-loss H-guide for millimeter wave-lengths. Proceedings of the symposium on millimeter waves. New York, 1959, str. 543.
6. Hamer R.: Long-distance waveguide transmission. — Electronic Engineering, Vol. 33, No. 398, 1961.
7. Kacnelenbaum B. Z., Malina Z. A.: Rasczot pierichodow dla simmietricznoj magnitnoj wołny w krugłom wołnowodie. — Radiotekhnika i Elektronika, Tom VI, No. 2, 1961.
8. Karbowiak A. E. i Solymar L.: Characteristics of waveguides for long-distance transmission. — Radio Propagation, Vol. 65D, No. 1, 1961.
9. Lewin L.: A long-distance waveguide telecommunication system. — British Communications and Electronics, Vol. 6, No. 2, 1959.
10. Miller S. E.: Millimeter Waves in Communication. — Proceedings of Symposium on Millimeter Waves, New York, 1959, str. 25.
11. Morgan S. P. and Young J. A.: Helix waveguide. — The Bell System Technical Journal, Vol. XXXV, No. 6, 1956.
12. Persikov M. B.: O wozbużdżenii wołny H_{01} w wołnowodie krugłowo sieczenia. — Radiotekhnika i Elektronika, Tom VI, Nr 3, 1961.
13. Schnitger N.: Die Hohlkabeltechnik. — Jahrbuch des elektrischen Fernmeldewesens, 1958.
14. Southworth G. C.: Principles and applications of waveguide transmission. — D. Van Nostrand Company, New York.
15. Taylor F. J. D.: G.P.O. Interest in long-distance transmission by waveguide. — British Communications and Electronics, Vol. 6, No. 2, 1959.
16. Träger A.: Weitverkehr mit Hohlleitern (Ergebnisse der Londoner Tagung). — Nachrichtentechnische Fachberichte, Band 19, 1960.
17. Unger H. G.: Circular electric wave transmission in a dielectric-coated waveguide. — The Bell System Technical Journal, Vol. XXXVI, No. 5, 1957.
18. Unger H. G.: Round waveguide with lossy lining. — Proceedings of the Symposium on millimeter waves, New York, 1959, str. 535.

Ю. Вуйцикевич

ДАЛЬНЯЯ ВОЛНОВОДНАЯ СВЯЗЬ

Резюме

В ряде стран, в течение многих лет, ведутся исследования с целью разработки системы дальней волноводной связи.

Результаты этих исследований являются на столько ободряющими, что Институт связи в г. Варшаве признал целесообразным тоже заняться, хотя в небольшом сначала объеме, вышеуказанным вопросом. Для правильного составления программы собственных исследований было необходимо ознакомиться с современным состоянием развития техники волноводной связи в мировом масштабе.

Настоящая работа приводит самые существенные результаты этого ознакомления, произведенного на основании, приведенной в заключении, сводки технической литературы.

J. Wójcikiewicz

LONG-DISTANCE WAVEGUIDE TRANSMISSION

Summary

In numerous countries of the world, for many years past research work has been carried on, aimed at developing a long-distance waveguide transmission system.

The actual results of these investigations are so satisfactory that at the Institute of Telecommunications in Warsaw it has been thought useful to start working on this problem, although for the beginning on a limited scale.

In order to establish a suitable program for the research work, it has been considered necessary to know the actual state of studies on this problem in the world.

This paper presents a survey of the most essential results in this field, based on the technical literature, quoted at the end.

J. Wójcikiewicz

LA TRANSMISSION À GRANDE DISTANCE PAR GUIDES D'ONDES

Resumé

Dans de nombreux pays du monde les recherches sont poursuivies depuis plusieurs années, ayant pour but le développement des systèmes de transmission à grande distance par guides d'ondes.

Les résultats de ces recherches sont tellement encourageants que l'Institut des Télécommunications à Varsovie a trouvé qu'il est indiqué de s'occuper également de ce problème, quoique d'abord dans une mesure limitée.

Pour établir un programme convenable des travaux de recherche il était nécessaire de bien connaître l'état actuel des études de ce problème dans d'autres pays du monde.

Cet article présente les résultats les plus importants de cette enquête, obtenus à base de la littérature technique, citée à la fin.

J. Wójcikiewicz

HOHLKABEL-FERNÜBERTRAGUNG

Zusammenfassung

In einer Reihe von den Ländern werden seit vielen Jahren Forschungen geführt zwecks Entwicklung eines Systems der Hohlkabel — Fernübertragung:

Die Ergebnisse dieser Forschungen sind schon so weit fortgeschritten, dass das Wissenschaftliche Forschungsinstitut für das Nachrichtenwesen in Warschau es für ratsam erachtet hat, sich auch mit diesem Problem, wenn auch anfangs in beschränktem Umfange, zu befassen.

Für die Aufstellung eines zweckmässigen Arbeitsprogramms hat es sich als notwendig erwiesen, den gegenwärtigen Entwicklungsstand auf diesem Gebiete kennen zu lernen.

Die vorliegende Arbeit gibt, auf Grund des am Ende des Aufsatzes angegebenen technischen Schrifttums, eine Übersicht der in dieser Beziehung wichtigsten Ergebnisse.

621.373.542

Rekopis dostarczony do Komitetu Redakcyjnego dn. 5.4.1960 r.

Układ przerzutnika potraktowano jak wzmacniacz prądu stałego, który został objęty pętlą dodatniego sprzężenia zwrotnego. Wyprowadzone uproszczone zależności pozwalają z dostateczną w praktyce dokładnością przeprowadzić analizę lub syntezę układu.

Czas bezwładności i czas narastania napięcia wyjściowego pozwalają ocenić czas przeskoku układu przerzutnika. Zawarta w pracy analiza stanów przejściowych pozwala wyciągnąć wnioski co do możliwości zmniejszenia czasu przeskoku przerzutnika tranzystorowego. Posiada to duże znaczenie, jeśli wymagamy, by przerzutnik pracował w układzie, na który działają impulsy krótkotrwałe o stosunkowo dużej częstotliwości powtarzania.

Przerzutnik jest układem spustowym charakteryzującym się tym, że zmienia swoje warunki pracy skokowo, gdy działający na niego sygnał sterujący przechodzi przez pewną wartość zwaną progiem.

Jeśli wyłączenie sygnału sterującego powoduje powrót do stanu pierwotnego, czyli gdy istnieje tylko jeden stan trwały układu, mamy do czynienia z układem jednostanowym (jednostabilnym). Jeśli natomiast pod wpływem sygnału sterującego układ zmienia skokowo swoje warunki

pracy, a wyłączenie sygnału nie powoduje powrotu układu do stanu pierwotnego, taki układ posiada dwa stany trwałe i można go nazwać układem dwustanowym lub dwustabilnym.

Układy spustowe zarówno jedno, jak i dwustanowe są szeroko stosowane w technice elektronicznych maszyn cyfrowych, w radiokomunikacji impulsowej itp. Znajdują one również zastosowanie w automatycznych telefonicznych centralach elektronicznych. Przerzutnik tranzystorowy jest w takich centralach podstawowym elementem tego rodzaju urządzeń, jak: rejestr, rozdzielacz impulsów itp. W związku z tym staje się niezbędne określenie podstawowych zależności matematycznych dla układu przerzutnika, które pozwolą poprawnie go zaprojektować.

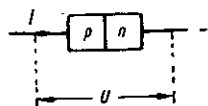
Zwiększenie szybkości działania podstawowego elementu, jakim jest przerzutnik, pozwoli w przyszłości zmniejszyć czas zestawiania połączenia telefonicznego, co ma niewątpliwie duże znaczenie praktyczne. Przeprowadzona w pracy analiza pozwala określić, jakie parametry przerzutnika posiadają wpływ na czas działania przerzutnika, a więc wyciągnąć wnioski co do możliwości zmiany tego czasu.

2. NIELINIOWE RÓWNANIA TRANZYSTORA

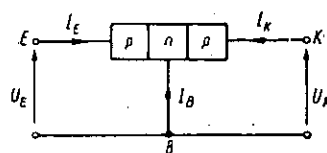
Charakterystykę prądowo-napięciową przejścia p - n diody warstwowej (rys. 1) można wyrazić zależnością nieliniową w postaci gdzie:

- I_w — wartość graniczna prądu wstecznego diody warstwowej, gdy obszar p jest spolaryzowany ujemnie względem obszaru n ;
- U — napięcie na zaciskach diody;
- p — ładunek elektronu;
- K — stała Boltzmanna.

Tranzystor warstwowy p - n - p można rozpatrywać jako dwie współdziałające ze sobą diody warstwowe.



Rys. 1. Przejście pn diody warstwowej



Rys. 2. Tranzystor jako nieliniarny czwórnik elektryczny

$$I = I_w \left(e^{\frac{q}{kT} U} - 1 \right) \quad (1)$$

Przedstawiony na rys. 2 układ jest nieliniarnym czwórnikiem elektrycznym, którego równania można napisać w postaci

$$I_E = a_{11} \left(e^{\frac{q}{kT} U_E} - 1 \right) - a_{12} \left(e^{\frac{q}{kT} U_K} - 1 \right), \quad (2)$$

$$I_K = -a_{21} \left(e^{\frac{q}{kT} U_E} - 1 \right) + a_{22} \left(e^{\frac{q}{kT} U_K} - 1 \right). \quad (3)$$

Prąd emitera jest sumą dwóch prądów: prądu płynącego pod wpływem napięcia U_E i prądu oddziaływania kolektora, płynącego w obszarze emitera pod wpływem napięcia kolektora. Również prąd kolektora składa się z prądu własnego obszaru kolektora, płynącego pod wpływem napięcia U_K oraz prądu oddziaływania emitera, przeciwnie skierowanego, wywołanego przez napięcie U_E .

W przypadku gdy kolektor jest spolaryzowany względem bazy ujemnie a emiter dodatnio, wówczas

$$e^{\frac{q}{kT} U_K} \ll 1$$

a równania (2) i (3) można napisać w formie uproszczonej

$$I_E = a_{11} \left(e^{\frac{q}{kT} U_E} - 1 \right) + a_{12} \quad (4)$$

$$I_K = -a_{21} \left(e^{\frac{q}{kT} U_E} - 1 \right) - a_{22} \quad (5)$$

Określając $e^{\frac{q}{kT} U_E} - 1$ z równania (4) i podstawiając do równania (5) otrzymujemy

$$I_K = - \left[\frac{a_{21}}{a_{11}} I_E + \left(a_{22} - \frac{a_{21} a_{12}}{a_{11}} \right) \right] \quad (6)$$

Przy ujemnej polaryzacji kolektora prąd kolektora ma kierunek przeciwny do kierunku pokazanego na rys. 2 i jest liniową funkcją prądu emitera.

Oznaczmy

$$\frac{a_{21}}{a_{11}} = a_N$$

a_N jest współczynnikiem proporcjonalności między prądem kolektora i prądem emitera, zaś

$$a_{22} - \frac{a_{21} a_{12}}{a_{11}} = I_{KO}$$

jest prądem kolektora przy braku prądu emitera. Zależność (6) można zatem napisać

$$I_K = -(a_N I_E + I_{KO})$$

Dla odwrotnego przypadku, tzn. gdy emiter względem bazy jest spolaryzowany ujemnie a kolektor dodatnio, wtedy

$$e^{\frac{q}{kT}U_E} \ll 1 \quad (7)$$

i równania (2) i (3) przyjmują postać

$$I_E = a_{12} \left(e^{\frac{q}{kT}U_K} - 1 \right) - a_{11}, \quad (8)$$

$$I_K = a_{22} \left(e^{\frac{q}{kT}U_K} - 1 \right) + a_{21}. \quad (9)$$

Postępując jak poprzednio otrzymamy

$$I_E = - \left[\frac{a_{12}}{a_{22}} I_K + \left(a_{11} - \frac{a_{12} \cdot a_{21}}{a_{22}} \right) \right] \quad (10)$$

W tym przypadku otrzymaliśmy również liniową zależność między prądem emitera i prądem kolektora. Kierunek prądu emitera jest przeciwny do wskazanego na rys. 2.

Oznaczmy

$$\frac{a_{12}}{a_{22}} = a_I \quad (11)$$

a_I jest współczynnikiem proporcjonalności między prądem emitera i prądem kolektora, zaś

$$a_{11} - \frac{a_{12} \cdot a_{21}}{a_{22}} = I_{EO} \quad (12)$$

jest prądem płynącym w obwodzie emitera przy braku prądu kolektora. Ostatecznie zależność (10) można więc napisać

$$I_E = -(a_I \cdot I_K + I_{EO}) \quad (13)$$

Uzależniając współczynniki a_{11} , a_{12} , a_{21} , a_{22} od I_{KO} i I_{EO} otrzymamy

$$a_{11} = \frac{I_{EO}}{1 - a_N a_I}; \quad a_{22} = \frac{I_{KO}}{1 - a_N a_I};$$

$$a_{12} = \frac{-a_I \cdot I_{KO}}{1 - a_N a_I}; \quad a_{21} = \frac{a_N \cdot I_{EO}}{1 - a_N a_I};$$

Równania (2) i (3) przyjmą postać:

$$I_E = \frac{I_{EO}}{1 - a_N a_I} \left(e^{\frac{q}{kT} U_E} - 1 \right) - \frac{a_I I_{KO}}{1 - a_N a_I} \left(e^{\frac{q}{kT} U_K} - 1 \right) \quad (14)$$

$$I_K = - \frac{a_N I_{EO}}{1 - a_N a_I} \left(e^{\frac{q}{kT} U_E} - 1 \right) + \frac{I_{KO}}{1 - a_N a_I} \left(e^{\frac{q}{kT} U_K} - 1 \right) \quad (15)$$

Jeśli zarówno emiter jak i kolektor są spolaryzowane względem bazy dodatnio, wtedy prąd emitera jest sumą dwóch przeciwnie skierowanych prądów, prądu wywołanego napięciem U_E , którego kierunek umownie został przyjęty za dodatni oraz skierowanego przeciwnie prądu „ujemnego” wywołanego napięciem U_K . Prąd kolektora jest analogicznie sumą dwóch prądów; dodatniego wywołanego napięciem U_K i ujemnego wywołanego napięciem U_E . Możemy to zanotować

$$I_E = I_{dE} - I_{uE}$$

$$I_K = I_{dK} - I_{uK}$$

gdzie:

$$I_{dE} = \frac{I_{EO}}{1 - a_N a_I} \left(e^{\frac{q}{kT} U_E} - 1 \right); \quad I_{uE} = \frac{a_I I_{KO}}{1 - a_N a_I} \left(e^{\frac{q}{kT} U_K} - 1 \right);$$

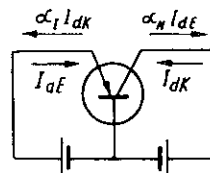
$$I_{dK} = \frac{I_{KO}}{1 - a_N a_I} \left(e^{\frac{q}{kT} U_K} - 1 \right); \quad I_{uK} = \frac{a_N \cdot I_{EO}}{1 - a_N a_I} \left(e^{\frac{q}{kT} U_E} - 1 \right).$$

Z powyższych wzorów wynikają zależności między prądami ujemnymi i dodatnimi

$$I_{uK} = a_N \cdot I_{dE} \quad (16)$$

$$I_{uE} = a_I \cdot I_{dK} \quad (17)$$

Dla przypadku dodatniej polaryzacji emitery i kolektora w obwodach emitery i kolektora płyną prądy, jak przedstawiono na rys. 3. Uzależnimy obecnie prąd kolektora od prądu bazy. Taka zależność jest potrzebna przy rozpatrywaniu tranzystora pracującego w układzie wspólnego emitery.



Rys. 3. Prądy tranzystora w przypadku dodatniej polaryzacji emitery i kolektora

Suma prądów wpływających do tranzystora równa się zero

$$I_E + I_B + I_K = 0$$

Uwzględniając to w równaniach (14) i (15) otrzymamy

$$I_K = \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N} I_B + \frac{I_{KO}}{1 - \alpha_N} \left(e^{\frac{q}{kT} U_K} - 1 \right) \quad (18)$$

Przy dodatniej polaryzacji emitera prąd I_B ma kierunek przeciwny do przyjętego na rys. 2. Jeżeli przy tym kolektor jest ujemnie spolaryzowany względem bazy, to

$$I_K = - \left(\frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N} I_B + \frac{I_{KO}}{1 - \alpha_N} \right) \quad (19)$$

Oznaczmy

$$\frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N} = \alpha_N^{WE}$$

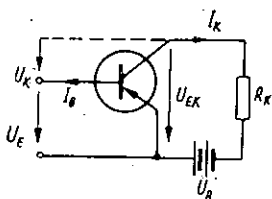
jako współczynnik proporcjonalności między prądem kolektora i prądem bazy, zaś

$$\frac{I_{KO}}{1 - \alpha_N} = I_{KO}^{WE}$$

jest prądem kolektora, gdy prąd bazy równa się zeru. Równanie (19) można więc zapisać

$$I_K = - (\alpha_N^{WE} I_B + I_{KO}^{WE})$$

3. JEDNOSTOPNIOWY WZMACNIACZ PRĄDU STAŁEGO W UKŁADZIE WSPÓLNEGO EMITERA



Rys. 4. Schemat jednostopniowego wzmacniacza prądu stałego w układzie wspólnego emitera

Układ jednostopniowego wzmacniacza przedstawiono na rys. 4. W tym układzie interesuje nas zależność napięcia panującego między kolektorem i emiterem od prądu bazy.

Napięcie emiter-kolektor jest równe napięciu baterii, zmniejszonemu o spadek napięcia na oporności R_K , wywołany prądem kolektora I_K .

$$U_{EK} = U_B - I_K R_K \quad (20)$$

Na rysunku 4 i we wzorze (20) przyjęto kierunek prądu kolektora zgodny z kierunkiem prądu ujemnego (patrz rozdział 2). Kierunek prze-

plywu prądu bazy przyjmujemy taki, jak przy dodatniej polaryzacji emitera. Napięcie między kolektorem i bazą jest sumą napięć

$$U_K = -U_E + U_{EK} \quad (21)$$

Zgodnie z zależnością (18) prąd kolektora jest nieliniową funkcją prądu bazy, ponieważ wraz ze zmianą prądu kolektora zmienia się jednocześnie napięcie U_{EK} według wzoru (20), a więc i napięcie U_K wzór (21). Wpływ członu nieliniowego we wzorze (18) jest tym mniejszy, im bardziej ujemna jest wartość napięcia U_K , co zgodnie z (20) i (21) ma miejsce dla małych wartości prądu kolektora, a więc i małych wartości prądu bazy. Z tego względu w zakresie małych wartości prądu bazy zależność $I_K = f(I_B)$ możemy uważać za funkcję liniową. W miarę zwiększania prądu bazy człon nieliniowy staje się coraz większy i powoduje zmniejszenie szybkości narastania prądu kolektora (rys. 5). W zakresie zmian prądu bazy od zera do pewnej wartości, którą oznaczymy przez I_{Bmax} mamy

$$|U_{EK}| > |U_E|$$

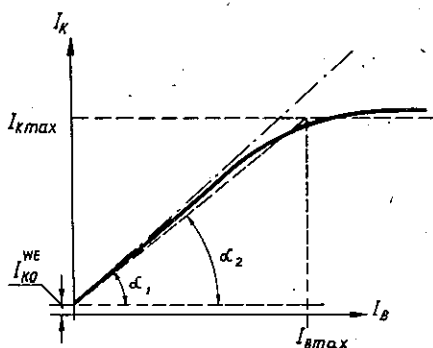
a więc zgodnie z (21) kolektor jest względem bazy spolaryzowany ujemnie. Gdy $I_B = I_{Bmax}$, nastąpi równość

$$|U_{EK}| = |U_E| \quad (22)$$

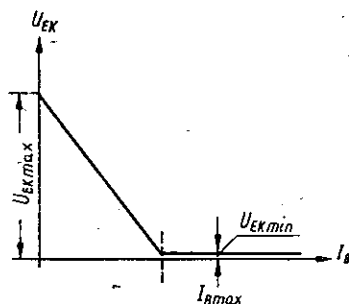
co oczywiście odpowiada $U_K = 0$. Dalsze zwiększanie prądu bazy ($I_B > I_{Bmax}$) daje nierówność

$$|U_{EK}| < |U_E|,$$

która odpowiada dodatniej wartości napięcia między bazą i kolektorem. Dla zakresu $U_K > 0$ człon nieliniowy we wzorze (18) ma znak dodatni,



Rys. 5. Zależność prądu kolektora od prądu bazy dla jednostopniowego wzmacniacza prądu stałego w układzie wspólnego emitera



Rys. 6. Uproszczona zależność napięcia emiter-kolektor od prądu bazy dla jednostopniowego wzmacniacza prądu stałego w układzie wspólnego emitera

człon zaś liniowy — znak ujemny. Z tego powodu przyrost członu liniowego jest kompensowany przyrostem członu nieliniowego tak, że prąd kolektora zmienia tylko nieznacznie swoją wartość. W praktyce można przyjąć, że w zakresie dodatniej polaryzacji kolektora względem bazy, prąd kolektora ma wartość stałą. Tę wartość oznaczmy przez I_{Kmax} .

Przedstawiony na rys. 5 przebieg nieliniowy (linia ciągła) możemy do celów praktycznych zastąpić przebiegiem uproszczonym w postaci linii łamanej (linia przerywana). Przebieg uproszczony jest liniowy zarówno w zakresie $I_B < I_{Bmax}$ jak i $I_B > I_{Bmax}$. Kąt nachylenia stycznej do krzywej rzeczywistej dla $I_B = 0$ jest równy

$$\alpha_1 = \arctg \alpha_{Ns}^{WE},$$

natomiast kąt nachylenia prostej w zakresie $0 - I_{Bmax}$

$$\alpha_2 = \arctg \frac{I_{Kmax}}{I_{Bmax}} = \arctg \alpha_{Ns}^{WE} \quad \alpha_1 > \alpha_2$$

gdzie:

$$\frac{I_{Kmax}}{I_{Bmax}} = \alpha_{Ns}^{WE}$$

Do dalszych rozważań przyjmiemy uproszczony przebieg $I_K = f(I_B)$, który w zakresie $0 - I_{Bmax}$ jest prostą o kącie nachylenia α_2 , natomiast w zakresie $I_B > I_{Bmax}$ — prostą $I_K = I_{Kmax}$.

Największą wartość prądu kolektora znajdziemy z warunku (22) i zależności (20). Przyjmujemy, że prąd kolektora osiąga wartość I_{Kmax} , gdy $U_{EK} = -U_E$. Jest to najmniejsza wartość napięcia między emiterem i kolektorem

$$U_{EKmin} \cong -U_{Emax}$$

Wartość ta dla większości układów tranzystorowych jest równa około 0,2 V.

Zależność (20) przyjmuje postać

$$U_{EKmin} = U_B - I_{Kmax} R_K,$$

stąd

$$I_{Kmax} = \frac{U_B - U_{EKmin}}{R_K}$$

Ponieważ przeważnie $U_B \gg U_{EKmin}$,

więc

$$I_{Kmax} \cong \frac{U_B}{R_K}$$

Dla zakresu $0 - I_{Bmax}$ prąd I_K wynosi

$$I_K = \alpha_{Nsr}^{WE} I_B + I_{KO}^{WE}$$

Zakładając $I_K = I_{Kmax}$, $I_B = I_{Bmax}$

$$I_{Kmax} = \alpha_{Nsr}^{WE} I_{Bmax} + I_{KO}^{WE},$$

stąd

$$I_{Bmax} = \frac{I_{Kmax} - I_{KO}^{WE}}{\alpha_{Nsr}^{WE}}$$

lub

$$I_{Bmax} = \frac{U_B - U_{EKmin}}{R_K \alpha_{Nsr}^{WE}} - \frac{I_{KO}^{WE}}{\alpha_{Nsr}^{WE}}$$

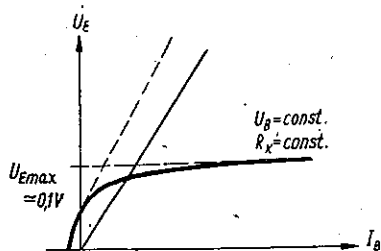
Na podstawie uproszczonego przebiegu $I_K = f(I_B)$ można wykreślić uproszczony przebieg $U_{EK} = f(I_B)$ rys. 6, oparty na zależności (20).

Wyżej wyprowadzone zależności pozwalają stwierdzić, że

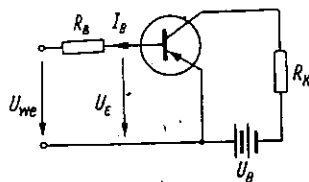
$$U_{EKmax} = U_B - I_{KO}^{WE} \cdot R_K,$$

$$U_{EKmin} \cong -U_{Emax}$$

Aby prąd bazy przepływał w takim kierunku, jaki jest pokazany na rys. 4, wymaga to doprowadzenia między bazę i emiter odpowiedniej wielkości napięcia U_E . Zależność $U_E = f(I_B)$ charakteryzuje obwód ste-



Rys. 7. Dynamiczna charakterystyka obwodu wejściowego wzmacniacza prądu stałego w układzie wspólnego emitera

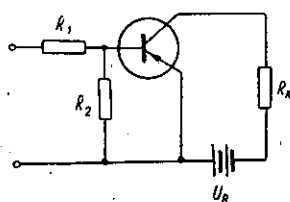


Rys. 8. Schemat wzmacniacza prądu stałego w układzie wspólnego emitera wraz z obwodem wejściowym

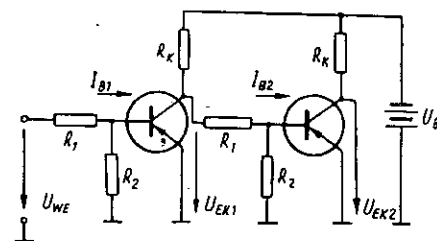
rujący wzmacniacza. Na przebieg tej zależności dla danego tranzystora ma wpływ wielkość napięcia U_{EK} . Wykreślając zależność dla różnych wartości napięcia U_{EK} otrzymamy rodzinę charakterystyk.

W układzie omawianego wzmacniacza wraz z prądem I_B zmienia się również napięcie U_{EK} . Interesująca nas zależność jest zatem charakterystyką dynamiczną, której przebieg jest słuszny tylko dla pewnej określonej wartości oporności R_K i napięcia zasilającego U_B (rys. 7).

Na rys. 7 podano typowy przebieg charakterystyki dynamicznej $U_E = f(I_B)$. Na wykresie podano jednocześnie prostą oporności ograniczającej R_B , włączonej szeregowo w obwód sterujący. Przez dodanie rzędnych prostej oporu oraz charakterystyki dynamicznej otrzymamy charakterystykę $U_{we} = f(I_B)$ wykreśloną na rys. 7 linią przerywaną. Przebieg tej charakterystyki wskazuje, że prąd bazy jest równy zero dla $U_{we} = 0,1$ V (dla tranzystora TG2) niezależnie od oporności ograniczającej R_B . Ponadto należy zaznaczyć, że $I_B = 0$ dla $U_E = 0,1$ V. Wartość ta nie zależy od wartości oporności R_K i prawie nie zależy od napięcia baterii U_B w granicach -5 do -10 V.



Rys. 9. Wejściowy dzielnik napięcia



Rys. 10. Schemat dwustopniowego wzmacniacza prądu stałego w układzie wspólnego emitera

Jeżeli napięcie wejściowe jest pobierane z kolektora innego tranzystora pracującego w analogicznym układzie wzmacniacza, wtedy najmniejsza wartość tego napięcia (U_{wemin}) będzie równa około $0,2$ V. Taka wartość napięcia wejściowego wywoła przepływ prądu bazy, który można wyznaczyć z charakterystyki $U_{we} = f(I_B)$. Jeżeli chcemy, aby prąd bazy był równy zero dla najmniejszej wartości napięcia wejściowego, stosujemy w obwodzie sterującym dzielnik napięcia (rys. 9) utworzony w oporności R_1 i R_2 . Wartość oporności R_2 powinna być tak dobrana, aby w zakresie $I_B \geq 0$ nie bocznikować obszaru baza — emiter i nie wpływać na prąd płynący przez oporność R_1 . Ponieważ dla $I_B = 0$ oporność obszaru baza — emiter jest bardzo duża, więc

$$U_{Emin} = U_{wemin} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Dobierając $R_1 = R_2$ otrzymamy dla $U_{wemin} = 0,2$ V, $U_{Emin} = 0,1$ V, a więc $I_B = 0$.

Charakterystykę $U_{we} = f(I_B)$ można uważać za liniową, jeżeli oporność R_1 ma dużą wartość wobec oporności obszaru emiter — baza. Oporność obszaru emiter — baza zmienia się wraz z prądem bazy. Ma ona

w praktycznych układach wartość zbliżoną do oporności R_1 dla prądów bazy bliskich zeru i szybko maleje, gdy prąd bazy rośnie. Przy odpowiednio dobranym dzielniku napięć R_1 i R_2 (aby dla U_{wemin} $I_B = 0$) można przyjąć w praktyce następującą zależność między prądem bazy i napięciem wejściowym:

$$U_{we} = I_B \cdot R_1 \quad (\text{dla } U_{we} > U_{wemin})$$

4. DWUSTOPNIOWY WZMACNIACZ PRĄDU STAŁEGO W UKŁADZIE WSPÓLNEGO EMITERA

Wzmacniacz przedstawiony na rys. 10 będzie scharakteryzowany zależnością napięcia wyjściowego U_{EK_1} od prądu wejściowego I_{B_1} .

Z poprzednich rozważań wiemy, że $U_{EK_1} = f_1(I_{B_1})$ można uważać za funkcję liniową w zakresie zmian prądu I_{B_1} od zera do $I_{B_{1max}}$. Można więc napisać

$$U_{EK_1} = U_B - (\alpha_{Nsr}^{WE} I_{B_1} + I_{KO}^{WE}) R_K \quad (23)$$

Pomiędzy napięciem U_{EK_1} a prądem bazy drugiego tranzystora I_{B_2} istnieje również, uproszczona zależność liniowa

$$I_{B_2} = \frac{U_{EK_1}}{R_1} \quad (24)$$

Analogiczna zależność do zależności (23) istnieje pomiędzy prądem I_{B_2} i napięciem wyjściowym U_{EK_2} .

Szukany związek między U_{EK_2} a I_{B_1} można znaleźć wykreślnie, w sposób podany na rys. 11.

Z rysunku tego wynika, że charakterystycznymi punktami szukanej krzywej $U_{EK_2} = f(I_{B_1})$ są punkty załamania: punkt I'_{B_1} , którego przekroczenie powoduje zwiększenie się napięcia wyjściowego, oraz punkt I''_{B_1} powyżej którego napięcie wyjściowe ustala się na stałej wartości.

Znajomość zależności określających prądy I'_{B_1} i I''_{B_1} pozwala kształtować przebieg funkcji $U_{EK_2} = f(I_{B_1})$.

Prąd I'_{B_1} odpowiada prądowi $I_{B_{1max}}$, dla którego napięcie wyjściowe pierwszego stopnia osiąga najmniejszą wartość $U_{EK_{1min}}$

$$I'_{B_1} = I_{B_{1max}} = \frac{U_{EK_{1max}} - U_{EK_{1min}}}{R_K \alpha_{Nsr}^{WE}}$$

Ponieważ

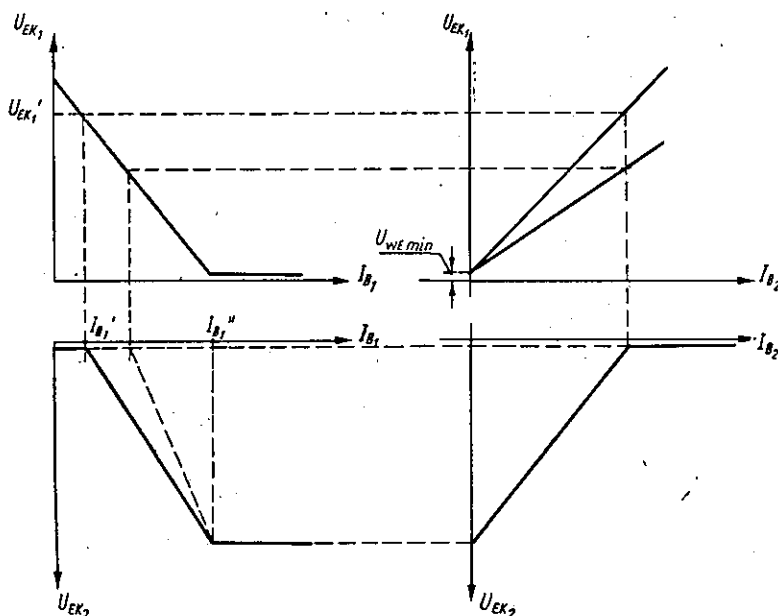
$$U_{EK_{1max}} \gg U_{EK_{1min}}$$

więc

$$I''_{B_1} \cong \frac{U_{EK_1max}}{R_K \cdot \alpha_{Nsr}^{WE}}$$

Jeżeli obydwa stopnie wzmacniacza są identyczne i zasilane takim samym napięciem U_B , wtedy

$$U_{EK_1max} = U_{EK_2max}$$



Rys. 11. Graficzny sposób otrzymania charakterystyki $U_{EK_2} = f(I_{B_1})$

więc

$$I''_{B_1} = \frac{U_{EK_2max}}{R_K \cdot \alpha_{Nsr}^{WE}} \quad (25)$$

Prądowi I'_{B_1} odpowiada prąd bazy drugiego tranzystora I_{B_2max} :

$$I_{B_2max} \cong \frac{U_{EK_2max}}{R_K \cdot \alpha_{Nsr}^{WE}}$$

Ponieważ

$$I_{B_2} = \frac{U_{EK_1}}{R_1},$$

więc

$$\frac{U'_{EK_1}}{R_1} = \frac{U_{EK_2max}}{R_K \cdot \alpha_{Nsr}^{WE}}$$

Wiemy, że

$$U'_{EK_1} = U_{EK_1max} - \alpha_{Nsr}^{WE} I'_{B_1} R_K$$

lub

$$U'_{EK_1} = U_{EK_2max} - \alpha_{Nsr}^{WE} I'_{B_1} R_K$$

wobec tego

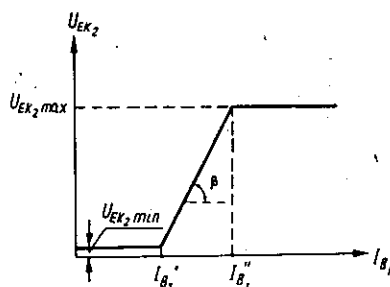
$$U_{EK_2max} - \alpha_{Nsr}^{WE} I'_{B_1} R_K = U_{EK_2max} \frac{R_1}{R_K \alpha_{Nsr}^{WE}},$$

a stąd

$$I'_{B_1} = \frac{U_{EK_2max}}{\alpha_{Nsr}^{WE} R_K} \left(1 - \frac{R_1}{R_K \cdot \alpha_{Nsr}^{WE}} \right) \quad (26)$$

Równania (25) i (26) określają charakterystykę omawianego wzmacniacza (rys. 12). Z tych równań otrzymujemy zależność między prądami I' i I''_{B_1}

$$I'_{B_1} = I''_{B_1} \left(1 - \frac{R_1}{R_K \cdot \alpha_{Nsr}^{WE}} \right).$$



Rys. 12. Uproszczona charakterystyka $U_{EK_2} = f(I_{B_1})$

Szybkość narastania napięcia wyjściowego na wznoszącym się odcinku charakterystyki wynosi

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{U_{EK_2max} - U_{EK_2min}}{I''_{B_1} - I'_{B_1}} = U_{EK_2max} \frac{1 - \frac{U_{EK_2min}}{U_{EK_2max}}}{I''_{B_1} - I'_{B_1}}$$

Ponieważ

$$I''_{B_1} - I'_{B_1} = \frac{U_{EK_2max}}{R_K \alpha_{Nsr}^{WE}} - \frac{U_{EK_2max}}{\alpha_{Nsr}^{WE} R_K} \left(1 - \frac{R_1}{R_K \alpha_{Nsr}^{WE}} \right) = \frac{R_1}{(R_K \cdot \alpha_{Nsr}^{WE})^2} \cdot U_{EK_2max}$$

oraz

$$\frac{U_{EK_2min}}{U_{EK_2max}} \ll 1,$$

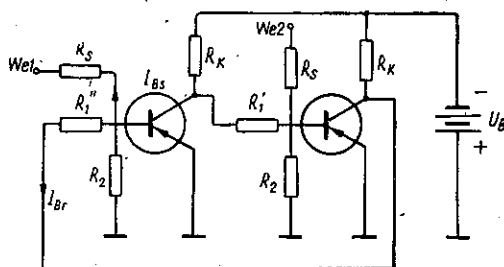
więc

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{(R_K \cdot \alpha_{Nsr}^{WE})^2}{R_1} \quad (27)$$

Nachylenie charakterystyki $U_{EK_2} = f(I_{B_1})$ zależy zatem jedynie od średniej wielkości współczynnika wzmocnienia prądowego tranzystora pracującego w układzie WE i od oporności w układzie wzmacniacza.

5. DWUSTOPNIOWY WZMACNIACZ PRĄDU STAŁEGO OBJĘTY DODATNIM SPRZĘŻENIEM ZWROTNYM

Jeżeli połączymy korektor drugiego tranzystora z bazą pierwszego tranzystora przez dowolną oporność R_1' , wówczas otrzymamy wzmacniacz prądu stałego z dodatnim sprzężeniem zwrotnym obejmującym cały układ wzmacniacza (rys. 13).



Rys. 13. Schemat dwustopniowego wzmacniacza prądu stałego objętego pętlą dodatniego sprzężenia zwrotnego

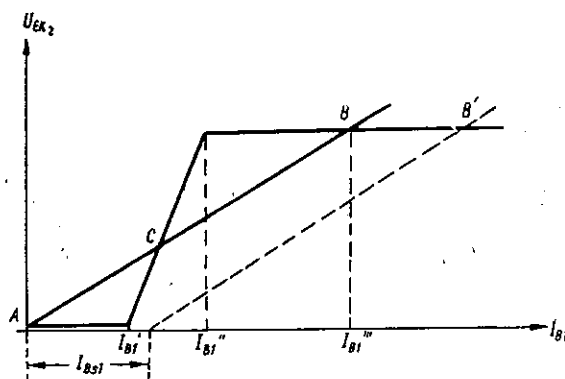
Jest to układ spustowy, który może posiadać kilka stanów równowagi. Stany równowagi układu są określone rozwiązaniem równania

$$f(I_{B_1}) = I_{B_1} \cdot R_1'' \quad (28)$$

Lewa strona równania jest omówioną wyżej charakterystyką wzmacniacza prądu stałego $U_{EK_2} = f(I_{B_1})$, natomiast prawa strona równania charakteryzuje pętlę sprzężenia zwrotnego

$$I_{B_1} = \frac{U_{EK_2}}{R_1''}$$

Charakterystyką obwodu sprzężenia zwrotnego jest prosta, której nachylenie jest uzależnione od wielkości sprzężenia, a więc od wielkości oporności sprzęgającej R_1'' . Na rysunku 14 mamy naniesione w układzie współrzędnych $(U_{EK_2}; I_{B_1})$ charakterystykę wzmacniacza i prostą sprzężenia zwrotnego



Rys. 14. Graficzne przedstawienie sposobu pracy przerzutnika

Rozwiązaniami równania (28) będą punkty przecięcia się charakterystyk. Z rysunku wynika, że dla przypadku, gdy prąd $I_{B_1} > 0$ mamy trzy punkty przecięcia. Dwa z nich, punkty A i B, są punktami dwóch możliwych stanów równowagi trwałej, natomiast trzeci punkt C jest stanem równowagi chwiejnej praktycznie nieosiągalnej, ponieważ leży w zakresie wznoszącego się odcinka charakterystyki $U_{EK_2} = f(I_{B_1})$.

Jeżeli oprócz prądu sprzężenia zwrotnego, który oznaczmy przez I_{Br} , w obszarze bazy pierwszego tranzystora istnieje prąd sterujący o wielkości I_{Bs_1} wywołany zewnętrznym sygnałem sterującym, wtedy

$$I_{B_1} = I_{Br} + I_{Bs_1}$$

Wielkość prądu sterującego jest uzależniona od wielkości napięcia sygnału zewnętrznego doprowadzonego do We1 (rys. 13) i od wielkości oporności R_s .

Wiemy że

$$I_{Br} = \frac{U_{EK_2}}{R_1''}$$

więc

$$I_{B_1} = \frac{U_{EK_2}}{R_1''} + I_{Bs_1} \quad (29)$$

Prąd sterujący I_{Bs_1} może posiadać kierunek zgodny lub przeciwny z prądem sprzężenia zwrotnego.

Z równania (29) otrzymujemy

$$U_{EK_2} = (I_{B_1} - I_{Bs_1}) R_1''$$

Jest to linia prosta zmieniająca swoje położenie w układzie współrzędnych zależnie od wielkości prądu sterującego I_{Bs_1} (rys. 14). Zakładamy, że przy braku prądu sterującego napięcie $U_{EK_2} = U_{EK_2 \min}$ i układ wtedy znajduje się w stanie odpowiadającym punktowi A.

Gdy prąd sterujący osiągnie i przekroczy wartość I'_{B_1} , wówczas prosta sprzężenia zwrotnego ma tylko jeden punkt przecięcia z charakterystyką $f(I_{B_1})$ — punkt B'. U_{EK_2} osiągnie wówczas wartość $U_{EK_2 \max}$. Jeżeli teraz prąd sterujący zmniejszy się do zera, to układ przechodzi do stanu odpowiadającego punktowi B. Prąd sterujący o wartości I_{Bs_1} większej od I'_{B_1} powoduje więc przejście układu ze stanu A do stanu B. Ponieważ wyłączenie sygnału sterującego nie powoduje powrotu układu do stanu pierwotnego, omawiany więc układ spustowy jest dwustanowy.

Sprowadzenie układu do stanu pierwotnego odpowiadającego punktowi A jest możliwe przez doprowadzenie prądu sterującego do wejścia pierwszego lub wejścia drugiego. Prąd doprowadzony do wejścia pierwszego powinien mieć kierunek ujemny, a do wejścia drugiego kierunek dodatni. Za kierunek dodatni uważamy kierunek prądu bazy, jaki powstaje przy dodatniej polaryzacji emitera. Punktowi B odpowiada prąd bazy.

$$I_{B_1}'' = \frac{U_{EK_2 \max}}{R_1''}$$

Prąd sterujący dla przejścia układu ze stanu B do stanu A powinien wynosić

$$I_{Bs_2} > I_{B_1}'' - I_{B_1}' = \frac{U_{EK_2 \max}}{R_1''} - \frac{U_{EK_2 \max}}{R_K \alpha_{Nsr}^{WE}} = \frac{U_{EK_2 \max}}{R_K \alpha_{Nsr}^{WE}} \left(\frac{R_K \alpha_{Nsr}^{WE}}{R_1''} - 1 \right)$$

Natomiast prąd sterujący dla przejścia układu ze stanu A do B

$$I_{Bs_1} > I_{B_1}' = \frac{U_{EK_2 \max}}{\alpha_{Nsr}^{WE} R_K} \left(1 - \frac{R_1'}{R_K \alpha_{Nsr}^{WE}} \right)$$

Skąd wynika

$$\frac{I'_{B_1}}{I''_{B_1} - I'_{B_1}} = \frac{1 - \frac{R'_1}{R_K a_{Nsr}^{WE}}}{\frac{R_K a_{Nsr}^{WE}}{R'_1} - 1}$$

Ponieważ w układzie przerzutnika mamy $R'_1 = R''_1 = R_1$, więc

$$\frac{I'_{B_1}}{I''_{B_1} - I'_{B_1}} = \frac{R_1}{R_K a_{Nsr}^{WE}}$$

Aby spełnić nierówność

$$I'_{B_1} > 0$$

$$I''_{B_1} - I'_{B_1} > 0$$

musi być jednocześnie

$$R_1 < R_K a_{Nsr}^{WE}$$

A więc

$$I'_{B_1} < I''_{B_1} - I'_{B_1}$$

Wynika stąd, że przeskok przerzutnika ze stanu A do stanu B wymaga mniejszego prądu sterującego bazy niż przeskok odwrotny ze stanu B do stanu A.

6. REAKCJA UKŁADU PRZERZUTNIKA POD WPŁYWEM SKOKU PRĄDU STERUJĄCEGO

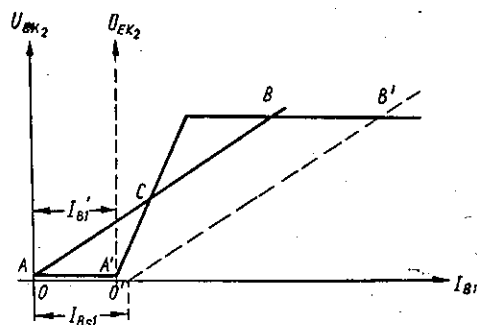
Dotychczasowe rozważania dotyczyły stanów ustalonych przerzutnika. Zakładano w nich, że przejście układu spustowego ze stanu A do stanu B następuje w sposób natychmiastowy po przekroczeniu przez prąd sterujący progu działania, tzn. wartości I_{B_1} . W rzeczywistości przejście przerzutnika ze stanu A do stanu B wymaga pewnego czasu. Ta bezwładność układu wynika z faktu opóźnienia się zmian prądu kolektora w tranzystorze w stosunku do zmian prądu bazy lub emitera.

Oprócz tego na czas ustalania się przebiegów w tranzystorze, a więc i w przerzutniku może mieć tu szkodliwy wpływ pojemność między bazą i kolektorem C_K . W naszych rozważaniach wpływ ten pomijamy zakładając, że tranzystor obciążony jest opornością R_K spełniającą warunek

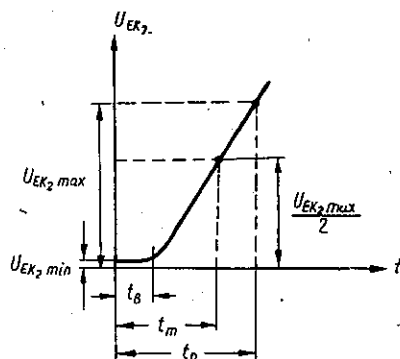
$$R_K \ll \frac{1}{\omega_N \cdot C_K}$$

Rozpatrzmy zmiany napięcia U_{EK_2} w funkcji czasu pod wpływem skoku prądu sterującego (rys. 15), przy czym $I_{BS1} > I_{B1}$.

Jeżeli przerzutnik znajduje się w stanie A, wtedy kolektor pierwszego tranzystora jest spolaryzowany względem bazy ujemnie, natomiast kolektor drugiego tranzystora jest spolaryzowany dodatnio. Przejście drugiego tranzystora ze stanu polaryzacji dodatniej do ujemnej, tj. do stanu, w którym prąd kolektora zaczyna zmieniać się proporcjonalnie



Rys. 15. Stan przejściowy przerzutnika



Rys. 16. Zależność $U_{EK_2} = f(t)$

w funkcji prądu bazy, następuje po pewnym czasie, który nazwiemy czasem bezwładności przerzutnika — t_B . Po czasie t_B stan pracy przerzutnika odpowiada punktowi A' (rys. 15). Możemy to potraktować jako przesunięcie początku układu współrzędnych z punktu 0 do 0'. Na wzmacniacz o charakterystyce A'CB, objęty dodatnim sprzężeniem zwrotnym działa teraz skok prądu o wielkości $I_{BS1} - I_{B1}$. Stan ustalony przerzutnika nastąpi po czasie t_r , w ciągu którego napięcie U_{EK_2} osiągnie wartość $U_{EK_2,max}$.

Czas bezwładności układu t_B i czas narastania napięcia wyjściowego t_r określają całkowity czas przeskoku przerzutnika ze stanu A do stanu B

$$t_p = t_B + t_r$$

Minimalny czas trwania impulsu sterującego t_m , wymagany do zmiany stanu przerzutnika jest mniejszy od czasu t_p . Układ przerzutnika nie powróci do stanu pierwotnego po zaniku prądu sterującego wtedy, gdy napięcie wyjściowe osiągnie co najmniej wartość odpowiadającą punktowi C (rys. 15). Wyłączenie napięcia w tym momencie powoduje samorzutne dojście układu do stanu B. Dlatego najmniejszą wymaganą wartość czasu trwania impulsu sterującego określamy, jako czas, w ciągu którego napięcie U_{EK_2} osiągnie wartość

$$\frac{U_{EK_2,max}}{2}$$

7. OKREŚLENIE CZASU OPÓŹNIENIA IMPULSU NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO

Stany przejściowe tranzystora, a więc i przerzutnika można wyrazić analitycznie posługując się operatorową postacią współczynników proporcjonalności α_N i α_I . Wiemy mianowicie, że

$$\alpha_N(s) = \frac{\alpha_N}{1 + \frac{s}{\omega_N}}; \quad (30)$$

$$\alpha_I(s) = \frac{\alpha_I}{1 + \frac{s}{\omega_I}} \quad (31)$$

gdzie:

s — $j\omega$

ω_N — pulsacja graniczna, dla której współczynnik α_N zmniejsza się o 3 dB;

ω_I — pulsacja graniczna, dla której współczynnik α_I zmniejsza się o 3 dB.

Impuls napięcia wyjściowego U_{EK} jest opóźniony względem skoku prądu wejściowego I_{B1} . Przyczyną opóźnienia, jak to wspomniano wyżej, jest bezwładność układu przerzutnika. Czas opóźnienia jest równy t_B . W ciągu tego czasu pod działaniem skoku impulsu sterującego I_{B1} drugi tranzystor przerzutnika przechodzi ze stanu dodatniej polaryzacji kolektora do ujemnej. Jak wykazano w rozdziale 2, gdy zarówno emiter jak i kolektor są względem bazy spolaryzowane dodatnio, prąd kolektora można uważać za sumę dwóch prądów dodatniego i ujemnego

$$I_K = I_{dK} - I_{uK}$$

natomiast prąd emitera — za sumę dwóch prądów emitera

$$I_{EK} = I_{dE} - I_{uE}$$

Miedzy tymi prądami istnieją zależności

$$I_{uK} = \alpha_N(s) I_{dE}$$

$$I_{uE} = \alpha_I(s) I_{dK}$$

Jeżeli przyjąć za dodatni kierunek prądu ujemnego, wtedy

$$I_{dK} = I_{uK} - I_K$$

lub

$$I_{dK} = \alpha_N(s) I_{dE} - I_K \quad (32)$$

Dodatni prąd emitera określa się wzorem

$$I_{dE} = I_E - a_I(s) I_{dK} \quad (33)$$

Wstawiając (32) do (33) otrzymamy

$$I_{dK} = a_N(s) [I_E + a_I(s) I_{dK}] - I_K \quad (34)$$

Gdy $I_{dK} \geq 0$, prąd kolektora posiada największą wartość

$$I_K = I_{Kmax}$$

Z równania (34) otrzymujemy

$$I_{dK} = \frac{a_N(s)}{1 - a_N(s) a_I(s)} I_E - \frac{I_{Kmax}}{1 - a_N(s) a_I(s)} \quad (35)$$

Tranzystory w omawianym przerzutniku pracują w układzie W-E, dla którego mamy

$$I_B = I_E - I_{Kmax} \quad (36)$$

Przez podstawienie (36) do (37) otrzymamy

$$I_{dK} = \frac{a_N(s)}{1 - a_N(s) a_I(s)} I_B - \frac{1 - a_N(s)}{1 - a_N(s) a_I(s)} I_{Kmax} \quad (37)$$

Czas bezwładności układu jest to czas, w ciągu którego tranzystor drugi przechodzi od stanu, gdy $I_{dK} > 0$ do stanu, w którym $I_{dK} = 0$. Gdy przerzutnik znajduje się w stanie odpowiadającym punktowi A (rys. 16), wtedy

$$I_{B_2} = I_{Bmax}$$

$$I_{dK} = I_{dKmax}$$

Przypuśćmy, że do drugiego tranzystora doprowadzono impuls prądu bazy, który jest dowolną funkcją czasu. Impuls ten oznaczmy przez $\Delta I_B(t)$, a jego transformatę przez $\Delta I_B(s)$. Równanie (37) przyjmie wtedy postać

$$I_{dKmax} + \Delta I_{dK}(s) = \frac{a_N(s)}{1 - a_N(s) a_I(s)} [I_{Bmax} + \Delta I_B(s)] - \frac{1 - a_N(s)}{1 - a_N(s) a_I(s)} I_{Kmax}$$

stąd

$$\Delta I_{dK}(s) = \frac{a_N(s)}{1 - a_N(s) a_I(s)} \Delta I_B(s) \quad (38)$$

Otrzymana zależność pozwala określić funkcję, według której zmienia się w czasie przyrost dodatniego prądu kolektora, jeżeli znany jest impuls $\Delta I_B(t)$ wywołujący ten przyrost. W celu znalezienia funkcji prze-

ściowej $A_{dK}(t)$ zakładamy jednostkowy skok prądu bazy. Transformata jednostkowa skoku jest równa $1/s$, transformata więc funkcji przejściowej będzie

$$A_{dK}(s) = \frac{1}{s} \frac{a_N(s)}{1 - a_N(s)a_I(s)} \quad (39)$$

Podstawiając (30) i (31) do (39), otrzymamy

$$A_{dK}(s) = \frac{\frac{a_N}{1 + \frac{s}{\omega_N}}}{s \left[1 - \frac{a_N a_I}{\left(1 + \frac{s}{\omega_N}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_I}\right)} \right]}$$

Po przekształceniu dostajemy

$$A_{dK}(s) = \frac{a_N \left(1 + \frac{s}{\omega_I}\right)}{s \left[\frac{s^2}{\omega_N \omega_I} + s \left(\frac{1}{\omega_N} + \frac{1}{\omega_I} \right) + (1 - a_N a_I) \right]} \quad (40)$$

Stosując twierdzenie o rozkładzie znajdujemy funkcję pierwotną $A_{dK}(t)$.

Oznaczamy

$$U(s) = a_N \left(1 + \frac{s}{\omega_I}\right),$$

$$W(s) = \frac{s^2}{\omega_N \omega_I} + s \left(\frac{1}{\omega_N} + \frac{1}{\omega_I} \right) + (1 - a_N a_I),$$

wtedy

$$\left. \begin{aligned} A_{dK}(t) &= \frac{U(0)}{W(0)} + \sum_{k=1}^n \frac{U(s_K)}{s_K W'(s_K)} \cdot e^{s_K t}, \\ U(0) &= a_N, \\ W(0) &= 1 - a_N a_I, \end{aligned} \right\} \quad (41)$$

więc

$$\frac{U(0)}{W(0)} = \frac{a_N}{1 - a_N a_I}.$$

Poszukujemy następnie pierwiastków równania $W(s) = 0$

$$\frac{s^2}{\omega_N \omega_I} + s \left(\frac{1}{\omega_N} + \frac{1}{\omega_I} \right) + (1 - a_N a_I) = 0$$

$$s_{1,2} = \frac{-\left(\frac{1}{\omega_N} + \frac{1}{\omega_I}\right) \pm \sqrt{\left(\frac{1}{\omega_N} + \frac{1}{\omega_I}\right)^2 - \frac{4(1 - a_N a_I)}{\omega_N \omega_I}}}{2}$$

Po przekształceniu otrzymujemy

$$s_{1,2} = -\frac{\omega_N + \omega_I}{2} \pm \frac{\omega_N + \omega_I}{2} \sqrt{1 - 4 \frac{\omega_N \omega_I (1 - a_N a_I)}{(\omega_N + \omega_I)^2}}$$

Wprowadzamy uproszczenie

$$\sqrt{1 - X^2} \approx 1 - \frac{X^2}{2}$$

wobec tego przyjmujemy, że

$$s_{1,2} = -\frac{(\omega_N + \omega_I)}{2} \pm \frac{\omega_N + \omega_I}{2} \left[1 - \frac{2(1 - a_N a_I) \omega_N \omega_I}{(\omega_N + \omega_I)^2} \right]$$

$$s_1 = -\frac{\omega_N \omega_I (1 - a_N a_I)}{\omega_N + \omega_I} = -\omega_1;$$

$$s_2 = -(\omega_N + \omega_I) + \frac{\omega_N \omega_I (1 - a_N a_I)}{\omega_N + \omega_I} = -\omega_2.$$

Ponieważ

$$\omega_1 \ll \omega_N + \omega_I,$$

więc można przyjąć, że

$$s_2 = -\omega_2 = -(\omega_N + \omega_I).$$

Podstawiając otrzymane wartości s_1 i s_2 do ogólnego rozwiązania

$$W'(s) = 2 \frac{s}{\omega_N \omega_I} + \frac{\omega_N + \omega_I}{\omega_N \cdot \omega_I},$$

otrzymujemy

$$W'(s_1) = -\frac{2(1 - a_N a_I)}{\omega_N + \omega_I} + \frac{\omega_N + \omega_I}{\omega_N \cdot \omega_I}$$

oraz

$$W'(s_2) = -\frac{2(\omega_N + \omega_I)}{\omega_N \omega_I} + \frac{\omega_I + \omega_N}{\omega_N \cdot \omega_I} = -\frac{\omega_I + \omega_N}{\omega_N \cdot \omega_I}.$$

Obliczamy iloczyn $s_K W'(s_K)$ oraz $U(s_K)$. Ostateczna postać tych wielkości jest następująca

$$s_1 W'(s_1) = (1 - a_N a_I) \left[\frac{2\omega_1}{\omega_2} - 1 \right]$$

$$s_2 W'(s_2) = \frac{(\omega_N + \omega_I)^2}{\omega_N \cdot \omega_I}$$

$$U(s_1) = a_N \left(1 - \frac{\omega_1}{\omega_I} \right)$$

$$U(s_2) = a_N \left(1 - \frac{\omega_2}{\omega_I} \right)$$

Podstawiając powyższe wartości do równania (41) otrzymujemy

$$\begin{aligned} A_{dK}(t) &= \frac{a_N}{1 - a_N a_I} - \frac{a_N \left(1 - \frac{\omega_1}{\omega_I} \right)}{(1 - a_N a_I) \left(1 - \frac{2\omega_1}{\omega_2} \right)} \cdot e^{-\omega_1 t} - \frac{a_N \left(\frac{\omega_2}{\omega_I} - 1 \right)}{(\omega_N + \omega_I)^2} \omega_N \omega_I \cdot e^{-\omega_2 t} = \\ &= \frac{a_N}{1 - a_N a_I} \left[1 - \frac{1 - \frac{\omega_1}{\omega_I}}{1 - \frac{2\omega_1}{\omega_2}} \cdot e^{-\omega_1 t} - \frac{(1 - a_N a_I)(\omega_2 - \omega_I)\omega_N}{(\omega_N + \omega_I)^2} \cdot e^{-\omega_2 t} \right] \quad (42) \end{aligned}$$

W równaniu tym można dokonać uproszczeń, ponieważ $\omega_N \gg \omega_I$:

$$\frac{(1 - a_N a_I)(\omega_2 - \omega_I)\omega_N}{(\omega_N + \omega_I)^2} = \frac{(1 - a_N a_I)\omega_N^2}{(\omega_N + \omega_I)^2} \simeq 1 - a_N a_I$$

oraz

$$1 - \frac{\omega_1}{\omega_I} = 1 - \frac{\omega_N(1 - a_N a_I)}{\omega_N + \omega_I} \approx a_N a_I,$$

a także

$$\frac{2\omega_1}{\omega_2} \ll 1.$$

Otrzymamy więc

$$A_{dK}(t) \simeq \frac{a_N}{1 - a_N a_I} \left[1 - a_N a_I \cdot e^{-\omega_1 t} - (1 - a_N a_I) e^{-\omega_2 t} \right].$$

Przyjmując, że o przebiegu $A_{dK}(t)$ decyduje człon zawierający mnożnik $e^{-\omega_1 t}$, do praktycznych rozważań równanie (42) można przedstawić

w postaci

$$A_{dK}(t) \cong \frac{a_N}{1 - a_N a_I} (1 - e^{-\omega_1 t}) \quad (43)$$

Znając funkcję przejściową można otrzymać zależność określającą zmiany ΔI_{dK} przy oddziaływaniu na tranzystor prądu bazy zmieniającego się w czasie według dowolnej zależności. W przerzutniku prąd bazy drugiego tranzystora jest uzależniony od stanu, w jakim znajduje się tranzystor pierwszy, a więc od prądu bazy tego tranzystora. W czasie gdy drugi tranzystor przerzutnika przechodzi ze stanu dodatniej polaryzacji kolektora do ujemnej, tranzystor pierwszy znajduje się w zakresie liniowych zmian prądu kolektora (ujemna polaryzacja).

Wiemy że

$$\Delta I_{B_2} = \frac{\Delta U_{EK_1}}{R_1} = - \frac{\Delta I_{K_1} \cdot R_K}{R_1},$$

$$\Delta I_{K_1} = \frac{a_N}{1 - a_N} \cdot \Delta I_{B_1}.$$

Transformata $\Delta I_{B_2}(s)$ będzie równa

$$\Delta I_{B_2}(s) = - \frac{a_N(s)}{1 - a_N(s)} \cdot \frac{R_K}{R_1} \cdot \Delta I_{B_1}(s).$$

Jeżeli na bazę tranzystora pierwszego działamy skokiem prądu stałego o wielkości ΔI_{B_1} , wówczas

$$\begin{aligned} \Delta I_{B_2}(s) &= - \frac{a_N(s)}{1 - a_N(s)} \cdot \frac{R_K}{R_1} \cdot \frac{\Delta I_{B_1}}{s} = \\ &= - \frac{a_N}{1 - a_N} \cdot \frac{R_K}{R_1} \omega_N (1 - a_N) \frac{1}{s[s + \omega_N(1 - a_N)]} \cdot \Delta I_{B_1} \end{aligned}$$

Funkcja pierwotna transformaty $\Delta I_{B_2}(s)$ będzie równa

$$\Delta I_{B_2}(t) = - \frac{a_N}{1 - a_N} \cdot \frac{R_K}{R_1} (1 - e^{-\omega_N(1 - a_N)t}) \Delta I_{B_1}$$

Oznaczmy

$$\omega_N(1 - a_N) = \omega_B$$

Ponieważ

$$\frac{\omega_1}{\omega_B} = \frac{\omega_I(1 - a_N a_I)}{(\omega_N + \omega_I)(1 - a_N)} \approx 1,$$

przyjmujemy, że $\omega_1 \approx \omega_B$.

Stosując twierdzenie o splocie w postaci całki (Duhamela) otrzymamy funkcję czasu, według której zachowuje się przyrost prądu dodatniego kolektora

$$\Delta I_{dK}(t) = \Delta I_{B_1}(0) A_{dK}(t) + \int_0^t \Delta I_{B_1}(t - \tau) A_{dK}(\tau) d\tau,$$

$$\Delta I_{B_1}(0) = 0,$$

$$\Delta I_{B_1}'(t) = -\frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N} \cdot \frac{R_K}{R_1} \Delta I_{B_1} \cdot \omega_1 \cdot e^{-\omega_1 t}$$

$$\Delta I_{dK}(t) = - \int_0^t \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N} \cdot \frac{R_K}{R_1} \cdot \Delta I_{B_1} \cdot \omega_1 \cdot e^{-\omega_1(t-\tau)} \cdot \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N \alpha_I} (1 - e^{-\omega_1 \tau}) d\tau$$

Po scałkowaniu otrzymujemy

$$\Delta I_{dK}(t) = - \frac{\alpha_N^2}{(1 - \alpha_N)(1 - \alpha_N \alpha_I)} \cdot \frac{R_K}{R_1} \left[1 - e^{-\omega_1 t} (1 + \omega_1 t) \right] \Delta I_{B_1}$$

Prąd dodatni kolektora osiągnie wartość równą zero, gdy $\Delta I_{dK} = -I_{dKmax}$, wtedy napięcie kolektora względem bazy będzie równe zero.

Wiemy, że

$$I_{dKmax} = \frac{\alpha_N \alpha_{B_2max} - (1 - \alpha_N) I_{Kmax}}{1 - \alpha_N \alpha_I}$$

W układzie rozpatrywanego przerzutnika zakładamy

$$I_{B_1max} = I_{B_2max} = I_{Bmax},$$

$$I_{dKmax} = \frac{\frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N} I_{Bmax} - I_{Kmax}}{\frac{1 - \alpha_N \alpha_I}{1 - \alpha_N}}$$

ΔI_{dK} osiągnie wartość $-I_{dKmax}$ po czasie t_B . Po czasie t_B mamy równość

$$\frac{\frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N} I_{Bmax} - I_{Kmax}}{\frac{1 - \alpha_N \alpha_I}{1 - \alpha_N}} = \frac{\alpha_N^2}{(1 - \alpha_N)(1 - \alpha_N \alpha_I)} \cdot \frac{R_K}{R_1} \left[1 - e^{-\omega_1 t_B (1 + \omega_1 t_B)} \right] \Delta I_{B_1}$$

$$\frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N} I_{Bmax} - I_{Kmax} = \left(\frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N} \right)^2 \cdot \frac{R_K}{R_1} \left[1 - e^{-\omega_1 t_B (1 + \omega_1 t_B)} \right] \Delta I_{B_1}.$$

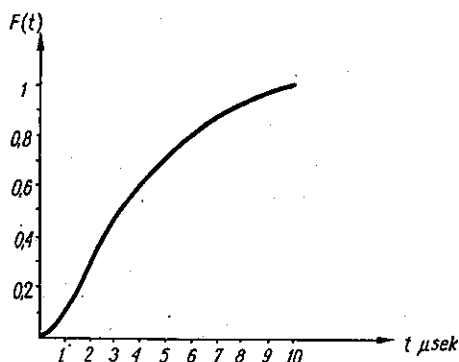
Przyjmując uproszczone prostoliniowe charakterystyki tranzystora zakładamy, że

$$\frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N} = \alpha_{Nsr}^{WE}$$

Wobec tego

$$I_{Bmax} - \frac{I_{Kmax}}{\alpha_{Nsr}^{WE}} = \alpha_{Nsr}^{WE} \cdot \frac{R_K}{R_1} \left[1 - e^{-\omega_1 t_B} (1 + \omega_1 t_B) \right] \cdot \Delta I_{B_1}$$

Z powyższego równania można wyznaczyć czas bezwładności układu przerzutnika.



Rys. 17. Wykres funkcji $F(t)$ pozwalającej określić czas bezwładności przerzutnika

Do praktycznych obliczeń wygodnie jest posługiwać się wykresem funkcji

$$F(t) = 1 - e^{-\omega_1 t} (1 + \omega_1 t)$$

Czas bezwładności t_B wyznaczymy z wykresu na rys. 17 z warunku

$$F(t) = \frac{I_{Bmax} - \frac{I_{Kmax}}{\alpha_{Nsr}^{WE}}}{\alpha_{Nsr}^{WE} \frac{R_K}{R_1} \Delta I_{B_1}}$$

Przykład:

Dla tranzystora o danych

$$\omega_N = 12,5 \cdot 10^6, \quad \omega_I = 1,7 \cdot 10^6,$$

$$\alpha_N = 0,955, \quad \alpha_{Nsr}^{WE} = 20.$$

$$\alpha_I = 0,7.$$

$$\omega_1 = \frac{\omega_N \omega_I (1 - \alpha_N \alpha_I)}{\omega_N + \omega_I} = \frac{1,7 \cdot 12,5 (1 - 0,672)}{14,2} \cdot 10^6 = 0,49 \cdot 10^6$$

$$\omega_B = \omega_N (1 - \alpha_N) = 12,5 \cdot 0,045 = 0,56 \cdot 10^6$$

Możemy więc przyjąć, że $\omega_1 = \omega_B = 0,49 \cdot 10^6 \approx 0,5 \cdot 10^6$. Jeśli mamy przerzutnik o następujących danych

$$U_{EKmax} = 6 \text{ V}$$

$$R_K = 2 \text{ k}\Omega, \quad R_1 = 20 \text{ k}\Omega.$$

wtedy

$$I_{Bmax} = \frac{U_{EKmax}}{R_1} = \frac{6}{20} = 0,3 \text{ mA},$$

$$I_{Kmax} = \frac{U_{EKmax}}{R_K} = \frac{6}{2} = 3 \text{ mA}.$$

ΔI_{B_1} powinien być większy od I_{B_1} (rys. 14).

Wiemy, że

$$I'_{B_1} = \frac{U_{EKmax}}{a_{Nsr}^{WE} R_K} \left(1 - \frac{R_1}{R_K a_{Nsr}^{WE}} \right) = 75 \text{ }\mu\text{A},$$

przyjmujemy więc

$$\Delta I_{B_1} = 100 \text{ }\mu\text{A},$$

$$F(t) = \frac{300 - \frac{3000}{20}}{20 \cdot \frac{2}{20} \cdot 100} = \frac{150}{200} = 0,75.$$

Z wykresu na rys. 16 odczytujemy $t_B = 5,5 \text{ }\mu\text{sek}$.

8. OKREŚLENIE CZASU TRWANIA ZBOCZA IMPULSU NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO

Po czasie t_B możemy układ przerzutnika potraktować jako układ wzmacniacza liniowego z dodatnim sprzężeniem zwrotnym, do którego doprowadzono prąd stały o wielkości $\Delta I_{B_1} - I_{B_1} = \Delta I_{B_1p}$.

Wiemy, że

$$\Delta U_{EK_1}(s) = A(s) \cdot \Delta I_{B_1}(s),$$

gdzie:

$$A(s) = \left[\frac{a_N(s)_{sr}}{1 - a_N(s)_{sr}} \right]^2 \cdot \frac{R_K^2}{R_1} = [a_{Nsr}^{WE}(s)]^2 \cdot \frac{R_K^2}{R_1}$$

jest nachyleniem charakterystyki wzmacniacza bez sprzężenia zwrotnego w zakresie liniowym (wzór 27).

Prąd bazy tranzystora pierwszego jest sumą prądu sterującego i prądu sprzężenia zwrotnego

$$\Delta I_{B_1} = \Delta I_{B_{1p}} + \Delta I_{Br}$$

gdzie

$$\Delta I_{Br} = \frac{\Delta U_{EK_2}}{R_1},$$

Wobec tego

$$\Delta U_{EK_2}(s) = A(s) [\Delta I_{B_{1p}}(s) + \Delta I_{Br}(s)] = A(s) \Delta I_{B_{1p}}(s) + A(s) \frac{\Delta U_{EK_2}(s)}{R_1}$$

skąd

$$\Delta U_{EK_2}(s) = \frac{A(s)}{1 - \frac{A(s)}{R_1}} \cdot \Delta I_{B_{1p}}(s),$$

$$A(s) = \left(\frac{\alpha_{Nsr}^{WE}}{1 + \frac{s}{\omega_B}} \right)^2 \frac{R_K^2}{R_1} \cdot \omega_B = \omega_N (1 - \alpha_{Nsr}).$$

Oznaczmy

$$\alpha_{Nsr}^{WE} \cdot \frac{R_K}{R_1} = C,$$

więc

$$A(s) = \frac{C^2 \cdot R_1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_B}\right)^2}.$$

Zakładamy, że na układ przerzutnika działa skok prądu

$$\Delta I_{B_{1p}}(s) = \frac{\Delta I_{B_{1p}}}{s}$$

Transformata przyrostu napięcia na wyjściu układu przerzutnika będzie równa:

$$\Delta U_{EK_2}(s) = \frac{\frac{C^2 \cdot R_1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_B}\right)^2}}{1 - \frac{C^2}{\left(1 + \frac{s}{\omega_B}\right)^2}} \cdot \Delta I_{B_{1p}} \frac{1}{s},$$

$$\Delta U_{EK_1}(s) = \frac{C^2 \cdot R_1}{\frac{s^2}{\omega_B^2} + \frac{2s}{\omega_B} + (1 - C^2)} \cdot \frac{\Delta I_{B_1P}}{s}$$

Funkcję pierwotną $\Delta U_{EK_1}(t)$ znajdziemy stosując twierdzenie o rozkładzie oraz twierdzenie o splocie.

Oznaczmy

$$h_1(s) = \frac{C^2 \cdot R_1}{\frac{s^2}{\omega_B^2} + \frac{2s}{\omega_B} + \frac{2s}{\omega_B} + (1 - C^2)}$$

$$h_2(s) = \frac{\Delta I_{B_1P}}{s}$$

Szukamy pierwiastków równania

$$V(s) = \frac{s^2}{\omega_B^2} + \frac{2s}{\omega_B} + (1 - C^2) = 0,$$

$$s_{1,2} = \frac{-\frac{2}{\omega_B} \pm \sqrt{\frac{4}{\omega_B^2} - \frac{4}{\omega_B^2}(1 - C^2)}}{\frac{2}{\omega_B^2}} = -\omega_B \pm \omega_B C,$$

$$s_1 = \omega_B (C - 1),$$

$$s_2 = -\omega_B (C + 1),$$

$$V'(s) = \frac{2s}{\omega_B^2} + \frac{2}{\omega_B},$$

$$V'(s_1) = \frac{2\omega_B (C - 1)}{\omega_B^2} + \frac{2}{\omega_B} = \frac{2C}{\omega_B},$$

$$V'(s_2) = -\frac{2C}{\omega_B}$$

Funkcja pierwotna $h_1(t)$

$$h_1(t) = C^2 R_1 \left(\frac{\omega_B}{2C} \cdot e^{\omega_B (C-1)t} - \frac{\omega_B}{2C} e^{-\omega_B (C+1)t} \right),$$

$$h_1(t) = \frac{C R_1 \omega_B}{2} (e^{\omega_B (C-1)t} - e^{-\omega_B (C+1)t}),$$

$$h_2(t) = \Delta I_{B_1P}$$

Według twierdzenia o splocie mamy:

$$\Delta U_{EK_1}(t) = \frac{CR_1\omega_B}{2} \Delta I_{B_1P} \int_0^t (e^{\omega_B(C-1)\tau} - e^{-\omega_B(C+1)\tau}) d\tau.$$

Po scałkowaniu i przeprowadzeniu przekształceń

$$\Delta U_{EK_1}(t) = \frac{CR_1}{2} \left[\frac{1}{C-1} (e^{\omega_B(C-1)t} - 1) - \frac{1}{C+1} (1 - e^{-\omega_B(C+1)t}) \right] \Delta I_{B_1P} \quad (44)$$

Czas trwania zbocza impulsu napięcia wyjściowego t_r określamy jako czas, w ciągu którego ΔU_{EK_1} osiągnie wartość $U_{EK_{max}}$. Minimalny natomiast czas trwania impulsu prądu wejściowego wymagany do zmiany stanu przerzutnika jest to czas, w ciągu którego ΔU_{EK_1} osiągnie wartość

$$\frac{U_{EK_{max}}}{2}$$

Przykład:

Dla przerzutnika rozpatrywanego w poprzednim przykładzie

$$C = \alpha_{Nsr}^{WE} \frac{R_K}{R_1} = 2.$$

$$\omega_B \cong 0,5 \cdot 10^6,$$

$$\Delta U_{EK_1} = U_{EK_{max}} = 6 \text{ V},$$

$$\Delta I_{B_1P} = 25 \cdot 10^{-6} \text{ A},$$

$$\frac{\Delta U_{EK_1} \cdot 2}{CR_1 \Delta I_{B_1P}} = \frac{6 \cdot 2}{2 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 25 \cdot 10^{-6}} = 12.$$

Na podstawie (44) mamy

$$12 = (e^{0,5 t \mu \text{sek}} - 1) - \frac{1}{3} (1 - e^{-1,5 t \mu \text{sek}}),$$

$$12 \cong e^{0,5 t \mu \text{sek}} - 1,$$

$$t_r \cong 2 \ln 13 \cong 5 \mu \text{sek}.$$

Czas przeskoku przerzutnika będzie sumą czasu bezwładności i czasu trwania zbocza napięcia wyjściowego:

$$t_p = t_B + t_r = 10,5 \mu \text{sek},$$

Minimalny czas trwania impulsu prądu wejściowego określimy wyznaczając czas t_r dla założenia

$$\Delta U_{EK_1} = \frac{U_{EK_{max}}}{2} = 3 \text{ V}$$

$$t_r = 2 \ln 7 = 3,8 \mu \text{sek},$$

$$t_m = t_B + t_r = 9,4 \mu \text{sek}.$$

9. REAKCJA UKŁADU PRZERZUTNIKA POD WPLYWEM DODATNIEGO SKOKU PRĄDU STERUJĄCEGO

Przerzutnik znajdujący się w stanie odpowiadającym punktowi B (rys. 14) można sprowadzić do stanu A doprowadzając do bazy tranzystora pierwszego prąd sterujący o kierunku przeciwnym do kierunku prądu sprzężenia zwrotnego. Źródło prądu sterującego powinno posiadać względem emitera biegunowość dodatnią. Tranzystor pierwszy znajduje się w stanie dodatniej polaryzacji kolektora i emitera. Funkcja przejściowa układu ze stanu dodatniej polaryzacji kolektora do ujemnej ma postać (wzór 44).

$$A_{dk}(t) = \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N \alpha_I} (1 - e^{-\omega_1 t})$$

Aby nastąpił przeskok układu ze stanu B do stanu A (rys. 14), skok prądu sterującego powinien wynosić

$$\Delta I_{Bs_2} > I_{B_1}'' - I_{B_1}''',$$

więc

$$\Delta I_{dK}(t) = \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N \alpha_I} (1 - e^{-\omega_1 t}) \Delta I_{Bs_2}.$$

Czas, po którym przyrost ΔI_{dK} osiągnie wartość I_{dKmax} będzie czasem bezwładności przerzutnika

$$I_{dKmax} = \frac{\frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N} I_{Bmax} - I_{Kmax}}{\frac{1 - \alpha_N \alpha_I}{1 - \alpha_N}} = \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N \alpha_I} (1 - e^{-\omega_1 t_B}) \Delta I_{Bs_2}.$$

Przyjmując

$$\frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N} = \alpha_{Nsr}^{WE},$$

po przekształceniu mamy:

$$t_B = \frac{1}{\omega_1} \ln \frac{\Delta I_{Bs_2}}{(\Delta I_{Bs_2} - I_{Bmax}) + \frac{I_{Kmax}}{\alpha_{Nsr}^{WE}}}$$

Przykład:

$$I_B'' = I_{Bmax} = 0,3mA,$$

$$I_{Kmax} = 3mA,$$

$$I_{B_1} = 75\mu A, \quad I_{B_1}'' = I_{B_1} \left(1 - \frac{R_1}{R_K \alpha_{Nsr}^{WE}} \right) = 2 \cdot 75 = 150\mu A,$$

$$\Delta I_{Bs_2} > I_{B_1}'' - I_{B_1} = 150\mu A$$

Zakładamy $\Delta I_{Bs_2} = 175 \mu A$

$$t_B = \frac{1}{0,5 \cdot 10^6} \ln \frac{175}{-125 + 150} = 3,9 \mu \text{sek}$$

Po czasie t_B przerzutnik zachowuje się jak wzmacniacz liniowy ze sprzężeniem zwrotnym, do którego doprowadzono skok prądu sterującego o wielkości

$$\Delta I_{Bs_2} - (I_{B_1}'' - I_{B_1}')$$

Zmniejszenie się napięcia wyjściowego następuje według wyprowadzonej funkcji (44)

$$U_{EK_2}(t) = U_{EK_2 \max} - \Delta U_{EK_2}(t)$$

Obliczony w rozdziale 3 czas t_r będzie prawdziwy również i dla tego przypadku.

Czas przeskoku przerzutnika pod wpływem impulsu dodatniego będzie równy

$$t_p = t_B + t_r = 3,9 + 5 = 8,9 \mu \text{sek}$$

Minimalny czas trwania impulsu prądu wejściowego będzie

$$t_m = t_B + t_r = 3,9 + 3,9 = 7,8 \mu \text{sek}$$

10. WNIOSKI KOŃCOWE

Zarówno czas bezwładności przerzutnika, jak również czas trwania zbocza napięcia wyjściowego zależą od wysokości impulsu napięcia sterującego. Można więc zmniejszyć czas przeskoku przykładając duży prąd sterujący. Ten sposób nie spowoduje jednakże znacznego zmniejszenia czasu przeskoku.

Czas bezwładności przy oddziaływaniu na przerzutnik impulsu ujemnego zależy od częstotliwości granicznej ω_B i ω_I

$$\omega_B = \omega_N (1 - a_N)$$

$$\omega_1 = \frac{\omega_N \cdot \omega_I (1 - a_I a_N)}{\omega_N + \omega_I}$$

Gdyby $\omega_B \gg \omega_1$, wówczas tranzystor pierwszy nie powodowałby opóźnienia przejścia tranzystora drugiego ze stanu dodatniej polaryzacji kolektora do ujemnej. Przejście następowaloby wtedy według funkcji przejściowej, jak w przypadku przeskoku pod wpływem impulsu dodatniego:

$$A_{dK}(t) = \frac{a_N}{1 - a_N a_I} (1 - e^{-\omega_1 t}).$$

Funkcja ta, rośnie szybciej niż funkcja $F(t)$. Wynika stąd celowość stosowania tranzystorów o dużej częstotliwości granicznej ω_N .

Dla większości tranzystorów $\omega_I \ll \omega_N$, a $\alpha_I < \alpha_N$, wobec czego

$$\omega_1 \cong \omega_I (1 - \alpha_I)$$

Dalsze zmniejszenie czasu bezwładności może nastąpić, jeżeli zastosujemy tranzystory o dużej częstotliwości granicznej ω_I oraz małym współczynniku α_I . Spełnienie jednocześnie tych warunków jest trudne, ponieważ są one częściowo ze sobą sprzeczne.

Czas narastania impulsu napięcia wyjściowego oraz czas zaniku napięcia wyjściowego zależy głównie od współczynnika ω_B (C-1), znajdującego się w wykładniku potęgi funkcji wykładniczej powodującej wzrost lub zmniejszenie się napięcia wyjściowego (wzór 44). Zmniejszenie tego czasu może nastąpić, jeżeli zastosowane tranzystory będą posiadać dużą wartość częstotliwości granicznej ω_B . Ponadto, szybkość narastania napięcia wyjściowego zależy od wielkości

$$C = \alpha_{Nsr}^{WE} \frac{R_K}{R_1}$$

Aby zmniejszyć ten czas, trzeba stosować możliwie dużą wartość oporności R_K a małą oporność sprzęgającą R_1 .

W Instytucie Łączności wykonano model rejestru zliczający impulsy w układzie dziesiętnym. Rejestr został zaprojektowany metodą przybliżoną, przedstawioną w niniejszej pracy. Rejestr złożony jest z jedynastu dwustabilnych przerzutników tranzystorowych. Do budowy rejestru użyto tranzystory produkcji krajowej typ TG-2. Stany pracy przerzutników są zmieniane przez oddziaływanie impulsami prostokątnymi dodatnimi. Najmniejszy czas trwania impulsów prostokątnych powodujący przeskok przerzutników wynosi 8—9 μ sek, co świadczy o tym, że wyniki otrzymane drogą obliczeniową według powyższej przybliżonej metody są wystarczająco dokładne do celów praktycznych. Niewielką rozbieżność między wynikami teoretycznymi (7,8 μ sek) a praktycznymi tłumaczymy tym, że tranzystory produkcji krajowej mają trochę mniejszą pulsację graniczną ω_N od założonej w obliczeniach ($12,5 \cdot 10^6$).

WYKAZ LITERATURY

1. Ebers I. I. and Moll I. L.: Large Signal Behaviour of Junction Transistors. Proc. IRE vol 42 pp. 1761 — 1772, December 1954.
2. Moll I. L.: Large Signal Transient Response of Junction Transistors Proc. IRE vol. 42 pp. 1773 — 1784, December 1954.
3. Hunter L. P.: Handbook of Semiconductor Electronics Mc Craw-Hill Book Company. Inc. 1956.
4. Mejerowicz i Zeliczenko: Technika impulsów. PWT. 1956.

Б. Артман

ПРИБЛИЖЕННЫЙ МЕТОД АНАЛИЗА БИСТАБИЛЬНОГО МУЛЬТИВИБРАТОРА НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

Резюме

Темой настоящей работы является анализ схемы бистабильного мультивибратора, работающего на полупроводниковых триодах соединённых по схеме с общим эмиттером. Анализ основан на предположении, что токовые характеристики транзистора линейны в пределах отрицательной поляризации коллектора, а также в пределах положительной поляризации коллектора, при значительном возбуждающем токе.

Схема мультивибратора рассматривается в качестве схемы усилителя постоянного тока, обнятого петлёй положительной обратной связи. Выведенные упрощённые зависимости дают возможность, с достаточной на практике точностью, провести анализ или синтез схемы.

Приведенный в работе анализ переходных процессов даёт возможность сокращения времени перехода вышеуказанного мультивибратора из одного во второе устойчивое состояние. Это имеет большое значение в случае требований предъявляемых бистабильной схемой, на которую воздействуют кратковременные импульсы со сравнительно большой частотой повторения.

J. Artman

AN APPROXIMATIVE ANALYSIS OF THE BISTABLE TRANSISTOR FLIP-FLOP CIRCUIT

Summary

The object of this article is an analysis of the grounded-emitter transistor flip-flop circuit.

The analysis is based on the assumption of the linearity of transistor current characteristics for the collector negative polarisation and for the positive one in case of an intense driving current.

The flip-flop circuit considered is treated as a direct current amplifier with positive feedback.

The simplified relations given make possible an analysis or synthesis with a practically sufficient accuracy. The analysis of transient phenomena leads to conclusions as to the possibility of reducing the changeover time of the transistor flip-flop circuit. This is of a special importance when the flip-flop circuit is to be operated with short pulses of a relatively high repetition rate.

J. Artman

UNE MÉTHODE APPROXIMATIVE D'ANALYSE DU CIRCUIT BASCOEUR BISTABLE À TRANSISTORS

Resumé

L'objet de ce travail est une analyse du circuit basculeur bistable à transistors en montage émetteur à la masse. L'analyse s'appuie sur la présomption de la

linéarité des courants des transistors dans la région de polarisation négative du collecteur, ainsi que sur la polarisation positive au cas du courant de commande élevé.

Le montage du circuit basculeur est traité comme un amplificateur à courant continu, avec un couplage de réaction.

L'auteur a introduit des relations simplifiées qui permettent d'accomplir l'analyse ou la synthèse du circuit.

Une analyse des phénomènes transistors présentée dans l'article permet d'arriver aux conclusions concernant la possibilité de la réduction du temps d'action du circuit considéré, ce qui a de l'importance au cas des impulsions courtes à taux de répétition élevé.

J. Artman

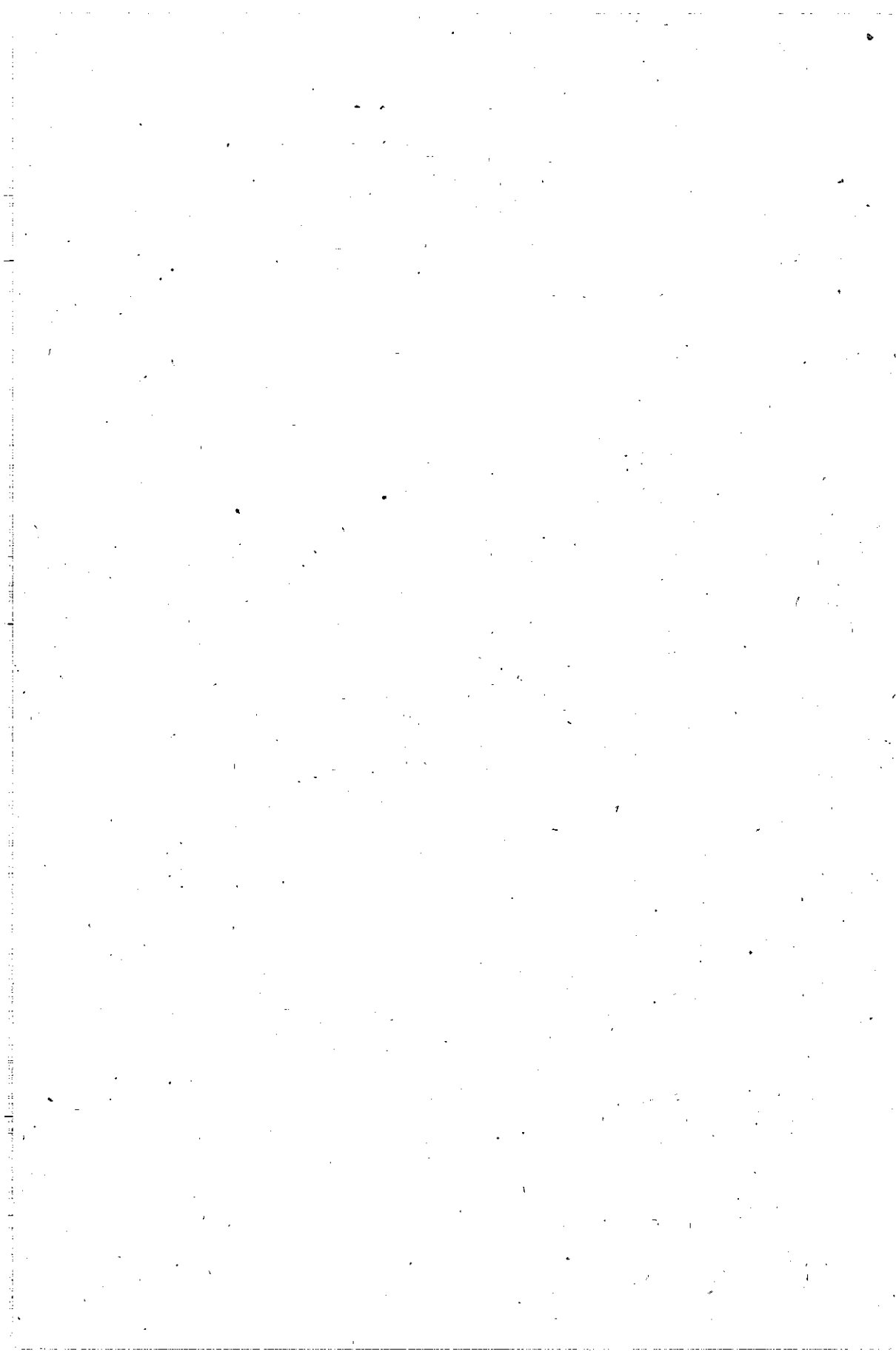
METHODE EINER ANGENÄHERTEN ANALYSE BISTABILER TRANSISTOR — KIPPSCHALTUNG

Zusammenfassung

Der vorliegende Aufsatz enthält eine Analyse bistabiler Kippschaltung mit Transistoren in Emitterschaltung. In der Analyse wurde die Linearität der Stromkennlinien von Transistoren bei negativen Kollektorspannungen und bei positiven Kollektorspannungen, bei grossem Steuerstrom, angenommen.

Die Triggerschaltung wurde als ein Gleichstromverstärker mit Mitkopplung behandelt. Die abgeleiteten vereinfachten Beziehungen ermöglichen mit einer in der Praxis genügender Genauigkeit, eine Analyse oder eine Synthese der Schaltung durchzuführen.

Die in der Arbeit enthaltene Analyse der Ausgleichsvorgänge erlaubt die Möglichkeit der Verkürzung der Umschaltungsdauer von Transistor-Triggerschaltung zu beurteilen. Dies ist von grosser Bedeutung, wenn die Triggerschaltung mit kurzzeitigen Impulsen von verhältnismässig hoher Wiederholungsfrequenz betrieben werden soll.



HENRYK KONCZYNSKI

621.316.99

EKONOMICZNE UZIOMY W GRUNTACH O STOSUNKOWO DUŻEJ OPORNOŚCI

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dn. 30.1.1961 r.

W pracy niniejszej autor rozważa zagadnienie dotyczące uziemień budowanych w najgorszych warunkach przewodności właściwej gruntu i ustala możliwie najlepsze i najtańsze sposoby obniżenia oporności takich uziemień.

Po przeprowadzeniu rozważań nad istniejącymi sposobami budowy uziemień podano opracowany przez autora nowy sposób budowy uziemień dobrze spełniających swe zadanie w gruntach o dużej oporności właściwej. Następnie przeprowadzono analizę kosztów różnych sposobów uzyskania niskich oporności uziemień.

1. WŁAŚCIWOŚCI ELEKTRYCZNE ZIEMI

Ziemia charakteryzuje się dwiema podstawowymi właściwościami elektrycznymi: możliwością utrzymania swego potencjału w stanie niezmiennym, wobec czego stanowi ona ciało o ustabilizowanym napięciu oraz praktycznie nieograniczoną pojemnością pozwalającą przyjmować olbrzymie ilości ładunków elektrycznych.

Na tych dwóch właściwościach oparta jest praca uziemień. Dobroć pracy uziemień zależy jednak od tego, w jaki sposób właściwości te przejawiają się, a to znów zależy głównie od oporności właściwej, jaką wykazują masy ziemi otaczające uziom. Wartość oporności właściwej ziemi jest natomiast związana z rodzajem gruntu, jego temperaturą, wilgotnością oraz zawartymi w nim domieszkami.¹⁾

¹⁾ Pod wyrażeniem „domieszki” rozumiemy nie tylko sole metali, ale również stopień zakwaszania gleby, jej zasadowości oraz stopień jonizacji gruntu zależny od wielu czynników.

Wszystkie te czynniki mają wpływ na oporność właściwą ziemi, a to dlatego, że głównymi składnikami ziemi są tlenek krzemu i tlenek glinu mające właściwości izolacyjne, a przewodność ziemi jest zależna w znacznym stopniu od ilości rozpuszczonych (ale nie zamarzniętych) domieszek zawartych między drobinkami ziemi.

a. Wpływ rodzaju gruntu

Różne publikacje podają bardzo różne wielkości oporności właściwej gruntu w zależności od jego rodzaju; w tablicy 1 podano, jako najbardziej miarodajne dla warunków polskich, dane uzyskane z Centralnego Urzędu Geologii.

Tablica 1

Zależność oporności właściwej gruntu od jego rodzaju

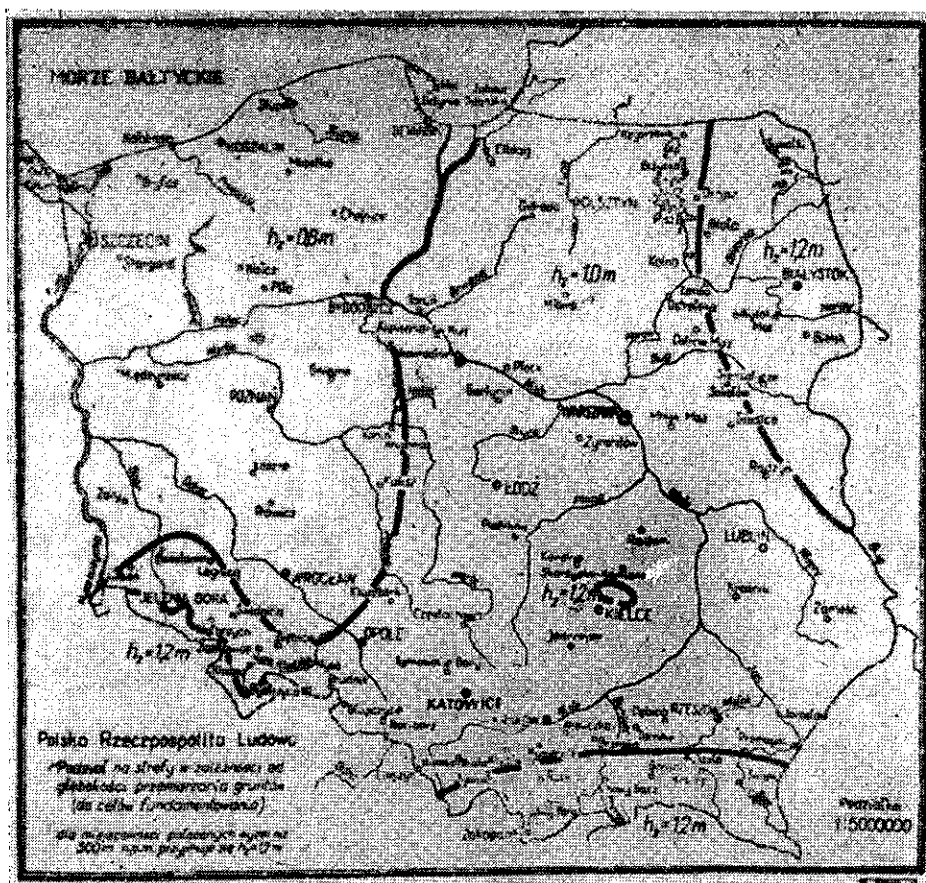
Lp.	Rodzaj ośrodka dookoła uziomu	Oporność właściwa Ω cm
1	woda rzeczna	$0,001 \cdot 10^4 - 0,1 \cdot 10^4$
2	gлина	$0,3 \cdot 10^4$
3	czarnoziem	$1 \cdot 10^4$
4	piasek	$17 \cdot 10^4$
5	rumosz skalny	$10 \cdot 10^4 - 25 \cdot 10^4$
6	grunt gliniasty	$0,6 \cdot 10^4$
7	grunt piaszczysty	$4 \cdot 10^4$
8	grunt żwirowy	$12 \cdot 10^4$

Podane tu liczby są tylko orientacyjne, gdyż ten sam rodzaj gruntu może dawać znaczne odchylenia wartości oporności właściwej w zależności od miejsca i czasu pomiaru.

b. Wpływ temperatury gruntu

W temperaturze powyżej 0°C oporność właściwa gruntu zmienia się nieznacznie wzrastając około 3—4% na każdy stopień spadku temperatury¹⁾. Z chwilą osiągnięcia 0°C oporność ta wrasta raptownie i dalej rośnie wraz ze spadkiem temperatury. Tablica 2 sporządzona dla gruntu gliniastego, zaczerpnięta z książki R. W. Rydera [10], daje pogląd na zależność oporności właściwej ziemi od jej temperatury. Głębokość przemarzania ziemi w Polsce podczas przeciętnie ostrej zimy ilustruje załączona mapka (rys. 1) [18].

¹⁾ Wg biura Norm USA.



Rys. 1. Głębokość przemarzania ziemi w Polsce

Tablica 2

Zależność oporności właściwej ziemi
gliniastej od jej temperatury

Temperatura gleby °C	Oporność właściwa q Ω cm
20	$0,7 \cdot 10^4$
10	$1,0 \cdot 10^4$
O woda	$1,4 \cdot 10^4$
O lód	$3,0 \cdot 10^4$
- 5	$7,9 \cdot 10^4$
- 15	$33 \cdot 10^4$

Tablica 3

Orientacyjna zależność oporności
właściwej gruntu gliniastego od
zawartej w nim wilgoci

Zawartość wilgoci w %	Oporność właściwa Ω cm
5	$4,3 \cdot 10^4$
10	$1,8 \cdot 10^4$
15	$1,0 \cdot 10^4$
20	$0,6 \cdot 10^4$
30	$0,4 \cdot 10^4$

c. Wpływ wilgotności gruntu

Wilgotność gruntu ma zasadniczy wpływ na oporność właściwą ziemi. Ogólnie wiadomo jest, że oporność ta wzrasta bardzo szybko wraz ze zmniejszaniem się zawartości wilgoci. Największe różnice oporności właściwej ziemi występują w granicach od 5% do 30% wilgoci. Ilustruje to bardzo wyraźnie tablica 3, sporządzona dla gruntu gliniastego [2]. Przy zwiększaniu się jednak wilgotności gruntu powyżej 30% różnice oporności nie są już tak znaczne.

Należy zaznaczyć, że wilgotność gruntu jest różna na różnych głębokościach. Dzieje się to głównie dlatego, że górne warstwy gleby wysychają w okresie suszy. W tablicy 4 zamieszczono, wg danych Instytutu Geologicznego w Warszawie, orientacyjną przeciętną głębokość wysychania gleby w porze bezdeszczowej w zależności od rodzaju gleby. Jest oczywiste, że gleby ciężkie (gliniaste, czarnoziem) o budowie drobnoziarnistej zatrzymują wilgoć przez czas dłuższy. Zatrzymaniu wilgoci sprzyja również zadrzewienie terenu.

Tablica 4

Orientacyjna przeciętna głębokość wysychania gleby w porze bezdeszczowej w zależności od rodzaju gleby

Rodzaj gleby	Głębokość wysychania
Gleby piaszczyste	0,2 — 0,5m
Czarnoziem	0,1 — 0,3m
Gleby gliniaste	0,1 — 0,3m

Drugim czynnikiem mającym wpływ na wilgotność gruntu na różnych głębokościach, a więc i na oporność właściwą ziemi, jest woda podskórna, której poziom podaje Mapa Hydrologiczna Polski. Woda podskórna może pochodzić z opadów atmosferycznych i, przedostając się do warstw głębszych, gromadzić się na słabo przepuszczalnym podłożu; może również przenikać z dużych zbiorników naturalnych jak stawy, jeziora i rzeki.

d. Wpływ zawartości domieszek (zwłaszcza soli metali)

Znaczny wpływ na przewodność właściwą ziemi ma stopień zakwaszenia lub zasadowości gruntu oraz zawarte w niej domieszki, jak: sole metali, drobny węgiel itp.

2. FIZYCZNE SPOSOBY UZYSKANIA MAŁEJ OPORNOŚCI UZIEMIEN

2.1. Wybór odpowiednich miejsc na budowę uziomów

Pierwszą czynnością przy projektowaniu uziemień, zwłaszcza w gruntach o dużej oporności właściwej, powinno być wykonanie dokładnych pomiarów tej oporności na kilku głębokościach, w miejscach możliwych do umieszczenia uziomu.

Przed ustaleniem lokalizacji jakiegokolwiek obiektu telekomunikacyjnego, wymagającego stosowania uziemień, powinny być wcześniej przeprowadzone rozpoznawcze pomiary oporności właściwej gruntu [16]. Wstępne rozeznania mogą dać mapy geologiczne, pozwalające uzyskać przybliżone wytyczne dotyczące przewodności gruntu. Średnia oporność elektryczna większości gruntów w Polsce jest niezbyt wysoka, często dzięki dość płytko położonej wodzie podskórnej i brakowi podłoża skalistego, jednakże nie usprawiedliwia to w wielu przypadkach niedocenywania możliwości uzyskania dobrego uziemienia drogą przeprowadzenia wstępnych pomiarów rozpoznawczych bez konieczności późniejszego stosowania sztucznych środków poprawy jakości uziemienia. Wiele uziemień, zwłaszcza wzdłuż linii teletechnicznych a nawet przy słupach kablowych, buduje się nie tylko bez badań przewodności gruntu, lecz także bez dokładnego projektu technicznego. Odstępstwo od badania przewodności gruntu może być dopuszczalne jedynie przy projektowaniu uziemień abonentowych, uziemień liniowych (z wyłączeniem kabli najkosztowniejszych) oraz uziemień dla bardzo małych obiektów łączności. W tych przypadkach można by opierać się na przypuszczalnym składzie gruntu uzyskanym z materiałów badań geologicznych w danej okolicy. Trzeba jednak zaznaczyć, że omyłki przy przewidywaniach oporności gruntu bez dokonywania pomiarów mogą być bardzo znaczne. Pochodzi to stąd, że przewidywania opierają się zazwyczaj na danych głębokości lustra wody gruntowej. Zdarza się bowiem, że woda gruntowa zawiera tak niewielkie ilości rozpuszczonych soli, że przewidywana oporność uziomów zakopanych poniżej lustra wody, w gruntach piaszczystych, różni się nawet kilkadziesiąt razy od oporności zmierzonej [7].

2.2. Dobór odpowiednich wymiarów i kształtu uziomów

Najodpowiedniejszym kształtem uziomu dla olbrzymiej większości gruntów w Polsce są uziomy pionowe (rurowe lub prętowe), sięgające możliwie daleko w głąb ziemi [3]. Wyjątek od tej zasady stanowią grunty skaliste lub zawierające podglebie kamieniste albo grubo żwirowe. W takich gruntach może okazać się niekiedy łatwiejsza do wykonania bu-

dowa uziomów poziomych, taśmowych, a może nawet płytowych. W Polsce jednak przypadki takie zdarzają się dość rzadko, przeważnie w okolicach podgórszych.

2.3. Racjonalne sposoby budowy i konserwacji uziemień

Przy budowie nowych uziemień należy przede wszystkim przestrzegać, aby uziomy były wykonane z właściwych materiałów, dostosowując materiał do składu chemicznego gruntu. Ma to na celu niedopuszczanie do znaczniejszej korozji, gdyż tworzące się na powierzchni uziomów związki chemiczne o dużej oporności pogarszają wartość uziemienia. Tablica 5 [17] podaje zależność stopnia korozyjności gleby od jej oporności właściwej.

Tablica 5

Zależność właściwości korozyjnych ziemi od jej oporności właściwej

Lp.	Oporność właściwa ziemi Ω cm	Stopień właściwości korozyjnych
1	3 10^4 — 5 10^4	bardzo mały
2	1 10^4 — 3 10^4	mały
3	0,2 10^4 — 1 10^4	przeciętny
4	0,1 10^4 — 0,2 10^4	zwiększony
5	0,05 10^4 — 0,1 10^4	duży
6	poniżej — 0,05 10^4	bardzo duży

Uziom należy umieszczać dostatecznie głęboko w ziemi w celu uwolnienia uziemienia od szkodliwych wpływów wahań temperatury i wilgotności gruntu. Dotyczy to nawet górnego końca uziomów pionowych, gdyż żelazo jako dobry przewodnik ciepła przenosi niską temperaturę w głąb. Następnie zwracać trzeba uwagę, aby ziemia była dobrze ubita dookoła uziomu w celu zapewnienia dobrego przylegania ziemi do uziomu. Wreszcie jak wynika z punktu (1a) należy zwracać baczną uwagę na grunt w miejscu, gdzie uziom ma być zakopany oraz na głębokość wody podskórnej (1c).

Należy nadmienić, że część wody gruntowej jest zatrzymywana w wyższych warstwach gruntu jako woda adhezyjna (przylegająca). Ponadto mamy jeszcze do czynienia z wodą kapilarną, zatrzymywaną w kanałkach między cząsteczkami gruntu lub podciąganą siłami kapilarnymi do tych warstw z zapasów wody gruntowej. Otóż im mniejsze są przestrzenie międzycząsteczkowe, tym woda łatwiej przesiąka z głębszych warstw. Kapilarne wznoszenie się wody w gruntach drobnoziarnistych może sięgać do wysokości nawet powyżej 2 m, w gruntach zaś gruboziarnistych wznoszenie się wody sięga niekiedy zaledwie kilkunastu centymetrów. Zauważ-

my przy tym, że spulchniona powierzchnia gruntu posiada znaczne przeszerzenie międzycząsteczkowe, które nie sprzyja podnoszeniu się wody, a więc jej parowaniu, konserwując zapasy wody w warstwach głębszych.

Na powyższą właściwość należy zwracać baczną uwagę przy konserwacji uziemiń. Poza spulchnianiem górnej warstwy gleby dobry skutek wywołuje pokrywanie gleby nad i w pobliżu uziomów np. igliwem lub zeszlými liśćmi. Ugniatanie natomiast gleby zmniejsza przestrzenie międzycząsteczkowe, zwiększa więc podnoszenie się wody i wysusza warstwy głębsze przez parowanie. (Zjawisko to występuje bardzo silnie podczas długich okresów suszy i przy wiatrach wysuszających). Wyjątek stanowią gleby drobnoziarniste (np. gliniaste), które łatwo obsychają na powierzchni, gdyż parowanie wody z powierzchni odbywa się szybciej niż doprowadzenie jej z warstw głębszych [9].

Dobre wyniki przeciw przemarzaniu gruntu w okresie ostrej zimy i w ten sposób zapobieganiu zwiększania oporności zwłaszcza uziomów poziomych, płytko zakopanych, daje gromadzenie nad uziomem warstwy igliwia, zeszlých liści lub nawet warstwy śniegu [14].

Co się tyczy dalszych racjonalnych sposobów konserwacji uziemiń, to należy przede wszystkim przestrzegać czystości styków w miejscach łączenia przewodników, gdyż ma to wielki wpływ na oporność uziemienia.

2.4. Uziemienia wielokrotne

Następnym sposobem uzyskania niskiej oporności uziemiń, w granicach ustalonych odpowiednimi przepisami, jest uwielokrotnienie uziomów. Zagadnienie to zostało szczegółowo opracowane w artykule pt. „Ustalenie ilości oraz rozstawienia w terenie sztucznych uziomów wielokrotnych w zależności od czynników technicznych i ekonomicznych” [4]. Z artykułu tego wynika, że najbardziej odpowiednim uziemieniem do uwielokrotnienia jest uziemienie pionowe prętowe (rurowe).

2.5. Wykorzystywanie uziomów naturalnych

W celu dalszego zmniejszenia oporności uziemiń dołączamy do nich uziomy naturalne. Ważny jest więc przy budowie uziemiń schemat usytuowania uziomów naturalnych i możliwość wykorzystania ich przy przestrzeganiu normy

PN — 55
E — 05003 [19].

3. SPOSOBY CHEMICZNE ZMNIEJSZENIA OPORNOŚCI UZIEMIEN

Aby w gruntach o dużej oporności otrzymać dopuszczalną przepisami oporność uziemień, ulepsza się sztucznie przewodność gruntu. Wiemy, że głównym czynnikiem wpływającym na wielkość przewodności właściwej gruntu jest zawartość rozpuszczonych w nim związków chemicznych lub soli mineralnych.

3.1. Grunty suche zawierające znaczny procent elektrolitów

Należy zaznaczyć, że zdarzają się grunty zawierające znaczny procent soli; w okresach suszy grunty takie należy tylko zwilżać (zwłaszcza przy uziomach płytkich), bez dodawania jakichkolwiek związków chemicznych. Aby jednak uwolnić obsługę od stałego pamiętania o konieczności zwilżania gruntu, zależnie od rodzaju gleby i podglebia, stosuje się czasem umieszczanie w dole wykopanym na uziom materiałów absorbujących wilgoć (ziemia ogrodowa, koks, mielony węgiel drzewny itp.).

3.2. Grunty z małą zawartością elektrolitów

Istnieje kilka znanych, najbardziej rozpowszechnionych sposobów polepszenia przewodności gruntu;

a. W miejscu, gdzie projektuje się zbudowanie uziomu pionowego (rurowego), wykopuje się dół o promieniu około 1,5 — 2 m i o głębokości kilku cm poniżej dolnego końca projektowanego uziomu (rura). Korzystnie jest, gdy dół ma kształt zbliżony do powierzchni ekwipotencjalnej tworzącej się dokoła tego typu uziomu. Dół wypełnia się gliną, torfem, czarnoziomem lub innym materiałem o dobrej przewodności, co może przynieść nawet 3-krotne obniżenie oporności uziemienia.

Oporność tak zbudowanego uziomu można określić ze wzoru [14]:

$$R = \frac{1}{2\pi l} \left[\epsilon_2 \ln \frac{2l}{r_1} + \frac{1}{2} (\epsilon_1 - \epsilon_2) \ln \frac{\sqrt{l^2 + r_2^2} + l}{\sqrt{l^2 + r_2^2} - l} \right] [\Omega]$$

gdzie

ϵ_1 — oporność właściwa gruntu,

ϵ_2 — oporność właściwa materiału wypełniającego dół,

r_1 — promień (rury) pręta uziomowego,

r_2 — promień wykopanego dołu,

l — długość uziomu \cong głębokości dołu.

b. Inne sposoby polegają na umieszczaniu w wykopanym dokoła uziomu dole soli metali zwiększających przewodność gruntu, jak soda, sól kuchenna, chlorek wapnia, siarczan miedzi itp.

Jednym ze sposobów jest stosowanie dokoła istniejącego uziomu pionowego wykopu o głębokości sięgającej do około $\frac{1}{3}$ długości uziomu i o średnicy od 0,5 do 2,5 m. Dół ten zasypuje się ziemią (piaskiem) i solą NaCl. W tym celu zużywa się przeciętnie 2—5 kg soli na jeden uziom. Przy glebach piaszczystych, z których sól jest łatwo wypłukiwana, zaleca się ilość soli na uziom zwiększyć. Niektóre zalecenia dochodzą do 40 kg na uziom. Inni autorzy [7] podają ilość soli w zależności od długości uziomu, licząc na 1 m długości uziomu 1,6 — 5 kg soli.

Istnieją zalecenia mieszania soli z miejscową ziemią, inne natomiast zalecają nie mieszać, a sypać je warstwami: soli o grubości warstwy 3 cm i miejscowej ziemi o grubości 10 cm. Wg Beliakowa taka obróbka gruntu daje średnio 4,5 ÷ 8-krotne zmniejszenie oporności gruntów piaszczystych. Również przewodność gruntów skalistych wg. Spunowa i Stecuły [11] polepsza się, jeżeli nasycać je 1% roztworem soli.

Czasem wykop zasypuje się koksem lub węglem drzewnym zmieszany z solą. Dodatki te utrzymują wilgotność gruntu. Należy jednak uważać, aby koks czy węgiel drzewny nie przylegały bezpośrednio do uziomu. Należy również pamiętać, aby przy tej metodzie dobrze ubić ziemię dokoła uziomu i zwilżyć ją niewielką ilością wody (do 2 litrów wody na jeden kg użytej soli, przy suchej glebie).

c. Na uziomy stosuje się rury z wywierconymi na przemian co 5 cm otworami o średnicy 1 cm. Do rury wbitej w ziemię wlewa się co jakiś czas (np. raz na rok) do 50 litrów wody z rozpuszczoną solą kuchenną w ilości do 30 kg na jeden uziom.

d. Przy uziomach płytowych zakopuje się w czasie budowy uziemienia rurę ceramiczną o średnicy powyżej 10 cm, wystającą około 20 cm nad ziemią i zatykaną od góry czopem. Rurę tę ustawia się pionowo nad płytą stanowiącą uziom. W okresach suszy należy do rury wlewać wodę; w gruntach o małej zawartości soli — lepiej roztwór wodny soli kuchennej.

e. Zwilża się ziemię wokół uziemienia solami metali o dobrej przewodności. (Patent P.R.L. nr 35034 kl 21 c 11/01). Najpierw wlewa się do ziemi siarczan miedziowy, a po jego wsiąknięciu w grunt wlewa się żelazocjanek potasowy. Ponieważ w ziemi zachodzą reakcje chemiczne tworzące żel o postaci galaretowatej, przypuszcza się więc, że sposób ten ułatwia wchłanianie i zatrzymywanie wody, a jednocześnie zapobiega wypłukiwaniu przez deszcze trudno rozpuszczalnego i dającego jednocześnie dobrą przewodność elektryczną żelu. Tego samego zresztą rodzaju reakcje dają roztwory soli niklu lub kobaltu z anionami żelazocyjanowymi lub żelazocyjanowymi.

f. W Niemczech stosowane jest (patent 473086) wprowadzanie do ziemi dokoła uziomu proszku metali lub koloidalnych roztworów metali [7].

g. W Stanach Zjednoczonych opatentowano (patent nr 758 i nr 1962) sposób zalecający wprowadzanie do ziemi, pod dużym ciśnieniem i przy użyciu specjalnej maszyny, soli metali zmieszanych z masą plastyczną nie rozpuszczalną w wodzie.

h. Przy gruntach skalistych o bardzo słabej przewodności stosuje się czasem uziomy linowe lub taśmowe, zakopane poziomo w różnych kierunkach o długości kilkudziesięciu metrów. Wymiary rowów są: szerokość 50 cm, głębokość 0,8 m. Dno rowów przed ułożeniem uziomów pokrywa się warstwą soli do 3 cm grubości i ziemią do 10 cm, potem sypie się warstwy soli i ziemi podobnie jak w rozdz. 3.2.b. Niektóre przepisy zalecają mieszać ponadto jeszcze koks lub szlakę.

4. WADY ISTNIEJĄCYCH SPOSOBÓW UZYSKIWANIA MAŁEJ OPORNOŚCI UZIEMIEN

4.1. Wady sposobów fizycznych

Do najważniejszych wad należy stosowanie nieodpowiednich rodzajów uziomów, wyływających z niewłaściwego poglądu na dobroć różnych ich typów [3]. Poza tym popełnia się wiele błędów dotyczących rozmieszczania uziomów [4].

Co się tyczy wykonawstwa uziemień najistotniejszym błędem jest często zdarzające się nieprzeprowadzanie wstępnych badań przewodności właściwej gruntów, wobec czego nie istnieje możliwość wyboru najodpowiedniejszej lokalizacji uziomu. Przy konserwacji uziemień nie przeprowadza się racjonalnego spulchniania górnej warstwy gleby znajdującej się nad uziomami (patrz rozdz. 2.3).

4.2. Wady sposobów chemicznych

Wszystkie sposoby chemiczne opisane w rozdz. 3 mają szereg wad.

a. Najważniejszą wadą polepszania przewodności gruntu sposobem podanym w rozdz. 3.1 jest to, że pracownicy muszą pamiętać o okresowym zalewaniu wodą sztucznych uziomów, co może być łatwo przeoczone.

b. Specjalna obróbka gruntu dokoła uziomu (3.2.a) dość często, w praktyce, niewiele pomaga. Daje się to specjalnie odczuć przy budowie uziemień poziomych (drut, linka, taśma). Wypełnianie rowu mokrą gliną, czarnoziemem lub nawet glebą lekko zasoloną zwiększa tylko średnicę uziomu, co nie przynosi jednak większych korzyści.

c. Wadą innych (3.2.b,c,d) sposobów chemicznych jest bardziej lub mniej nietrwałe polepszanie przewodności gruntu. Sole takie, jak NaCl, CaCl₂

lub tp. wypłukiwane są bardzo szybko i trzeba je często odnawiać — zwłaszcza w gruntach piaszczystych, a więc o wielkiej oporności właściwej. Polepszanie przewodności gruntu następuje zazwyczaj stopniowo w ciągu kilku tygodni, po czym przewodność gruntu zaczyna z powrotem zmniejszać się, skutkiem wypłukiwania soli przez wodę deszczową lub gruntową i przechodzenia jej do głębszych warstw. Oczywiście, czas wypłukiwania zależy od właściwości samego gruntu, jak również od ilości opadów i ruchu wody gruntowej. Wynika stąd, że sposób ten jest niewłaściwy (kłopotliwy i nieekonomiczny) i może być stosowany jako prowizoryczny, na krótkie okresy czasu.

Należy również dodać, że przy użyciu soli uziomy łatwiej ulegają korozji. Normalna korozja uziomu w przypadku przepływu przez niego prądów stałych w jednym kierunku trwa zazwyczaj dziesiątki lat. Czas pracy uziomów zasolonych jest przeważnie znacznie krótszy, co powoduje konieczność budowy nowych uziomów.

d. Żel utworzony (3.2.e) z siarczynu miedziowego ($\text{CuSO}_4 \cdot 5\text{H}_2\text{O}$) i żelazocyjanku potasowego ($\text{K}_4\text{Fe}(\text{CN})_6 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$) jest znacznie droższy od innych środków chemicznych ulepszenia przewodności gruntu.

Prób trwałości tego żelu w Instytucie Łączności jeszcze nie przeprowadzono. Próby takie zostały jednak przeprowadzone przez Centralny Naukowo Badawczy Instytut Łączności ZSRR [14]. Wykonano je jednak tylko dla gruntów i warunków atmosferycznych w północnych okręgach ZSRR oraz na modelach laboratoryjnych. Wykazały one, że omawiany żel w gruntach przemarzniętych przypuszczalnie nie zachowuje swojej struktury, gdyż jak podaje S. A. Sokołow [14] jest stosunkowo szybko wymywany przez wodę.

e. Sposób stosowany w Niemczech, jest także bardzo nietrwały [9] i kosztowny.

f. Co do sposobu opatentowanego w USA brak jest danych w literaturze o jego trwałości i wartościach obniżania oporności uziemień.

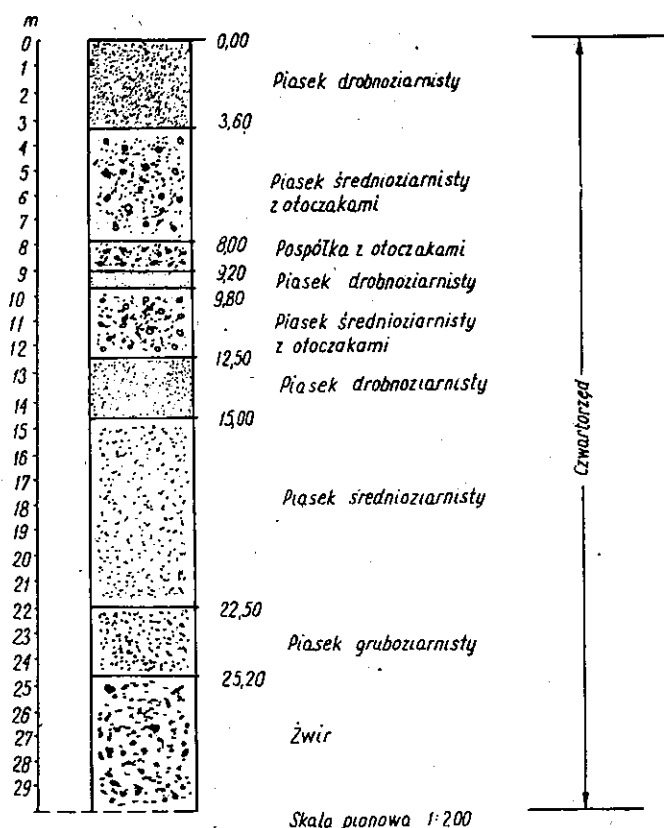
5. UZIOMY SZPILKOWE

5.1. Wiadomości ogólne dotyczące uziomów szpilkowych

Górne warstwy ziemi prawie nigdy nie stanowią gruntu jednorodnego i decydujący wpływ na wielkość oporności uziemień w gruntach o dużej oporności ma zwykle warstwa ziemi o głębokości do 20, a nawet 25 m. Stosowanie więc płytkich uziemień w takich gruntach jest przeważnie nieekonomiczne. Dotyczy to zarówno uziemień poziomych jak i dotychczas budowanych uziemień pionowych sięgających zazwyczaj do głębokości 3 m.

Dotychczasowe jednak sposoby budowy uziemień, nie tylko płytowych i poziomych, lecz również pionowych (rurowych lub prętowych), nie sprzyjały głębokiemu wprowadzaniu uziomów. Wbijane uziomy rurowe stosuje się zazwyczaj o średnicy 2 cale. Przy wprowadzaniu ich do ziemi stawiają one znaczny opór zwłaszcza, gdy rury są łączone za pomocą mufek o większej średnicy. Jeżeli chodzi o pręty lub żelazo profilowe, to wbija się je bez łączenia do głębokości nie większej od 3—4,5 m. Dłuższe uziomy (6 m) wykonuje się przez wkręcanie rur o średnicy co najmniej 2,5 cala i łączenie za pomocą mufek. Wkręcanie takich uziomów do głębokości 7—8 m. jest już bardzo kosztowne, a jeszcze głębsze ich wkręcanie wymagałoby dalszego zwiększenia średnicy rury, aby zapobiec zrywaniu gwintu na mufie łączeniowej, co jeszcze bardziej podniosłoby koszt tych uziemień.

W celu otrzymania dobrych i stosunkowo niedrogich uziemień opracowano w Instytucie Łączności sposób polegający na wykorzystaniu całej grubości warstwy ziemi mającej decydujący wpływ na wielkość oporności uziemień.



Rys. 2. Profil geologiczny gruntu w miejscu przeprowadzonych badań

Jako miejsce badań wybrano plac odległy od wszelkich instalacji podziemnych o około 0,3 km. Miejsce to wybitnie nadawało się do takich badań, gdyż ziemia w tych okolicach posiada bardzo dużą oporność elektryczną na znacznej głębokości, mimo że lustro wody podskórnej znajduje się na stosunkowo niewielkiej głębokości (3,5 m). Na rysunku 2 podano profil geologiczny miejsca badań, a w tablicy 6 zestawienie próbek z różnych głębokości, z dołączeniem krótkiego opisu. Z materiałów tych widać, że do głębokości 30 m charakter gruntu, a więc i jego prze-

Tablica 6

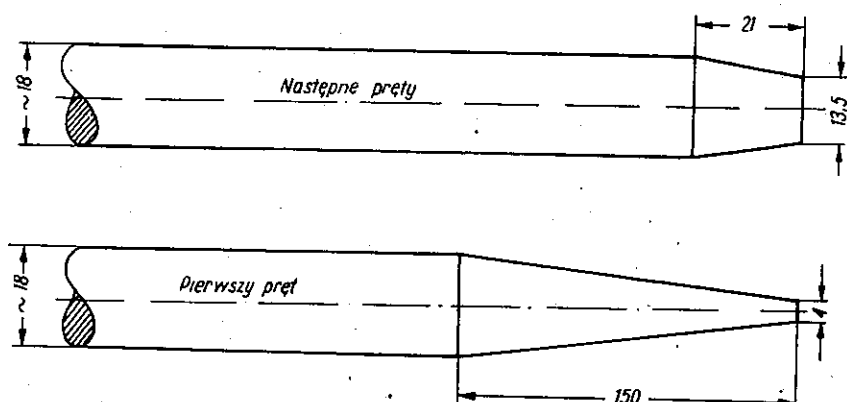
Zestawienie wyników badań próbek gruntu (analiza makroskopowa)

Lp.	Przelot warstwowy m	Rodzaj gruntu i barwa	Uwagi
1	0,0 — 1,5	piasek drobnoziarnisty jasnożółty	<p>1. Morfologia i budowa geologiczna terenu</p> <p>Jak wykazuje profil geologiczny (rys. 2) oraz niniejsze zestawienie badań próbek gruntu, teren badany złożony jest z piasków o różnej granulacji i ze żwirów będących utworami rzecznyymi i rzeczno-lodowcowymi wchodzącymi w skład starszego tarasu akumulacyjnego względnie częściowo dyluwialnego. Na powierzchni teren pokryty jest kilkumetrową warstwą piasków pochodzących z rozwleczenia wyd. m.</p> <p>2. Stosunki hydrogeologiczne</p> <p>Jak wynika z przebiegu wierceń, poziom wody gruntowej znajduje się na wysokości 3,6 m poniżej powierzchni terenu. Ciśnienie hydrostatyczne jest nieznaczne przy dużej jednak przepuszczalności oraz znacznym obszarze infiltracyjnym.</p>
2	1,5 — 3,6	piasek drobnoziarnisty jasnożółty	
3	3,6 — 5,2	piasek średnioziarnisty jasnożółty	
4	5,2 — 8,0	piasek średnioziarnisty jasnożółty	
5	8,0 — 9,2	pospółka jasnożółta	
6	9,2 — 9,8	piasek drobnoziarnisty jasnożółty	
7	9,8 — 10,5	piasek średnioziarnisty żółty	
8	10,5 — 12,5	piasek średnioziarnisty żółty	
9	12,5 — 15,0	piasek drobnoziarnisty żółty	
10	15,0 — 17,5	piasek średnioziarnisty z otoczkami żółty	
11	17,5 — 19,0	piasek średnioziarnisty z otoczkami jasnożółty	
12	19,0 — 22,5	piasek średnioziarnisty z otoczkami jasnożółty	
13	22,5 — 23,5	piasek gruboziarnisty jasnożółty	
14	23,5 — 25,2	piasek gruboziarnisty jasnożółty	
15	25,2 — 28,2	żwir drobnoziarnisty jasnożółty	
16	28,2 — 30,0	żwir drobnoziarnisty jasnożółty	

wodność nie ulegają zasadniczym zmianom. Przeprowadzone próby wykazały, że najlepszym rodzajem uziomów głębinowych dla takich rodzajów gruntów są uziomy szpilkowe.

5.2. Sposób wykonania uziomu szpilkowego

Budowa tego rodzaju uziomów jest następująca. Do ziemi wprowadza się, za pomocą wbijania, odcinki prętów o długości 1,5 m (pierwszy pręt 2 m) i o średnicy 18 lub 20 mm, które łączy się za pomocą spawania elektrycznego, płomieniem tleno-acetylenowym lub tulejkami termitowymi.



Rys. 3. Zakończenia prętów

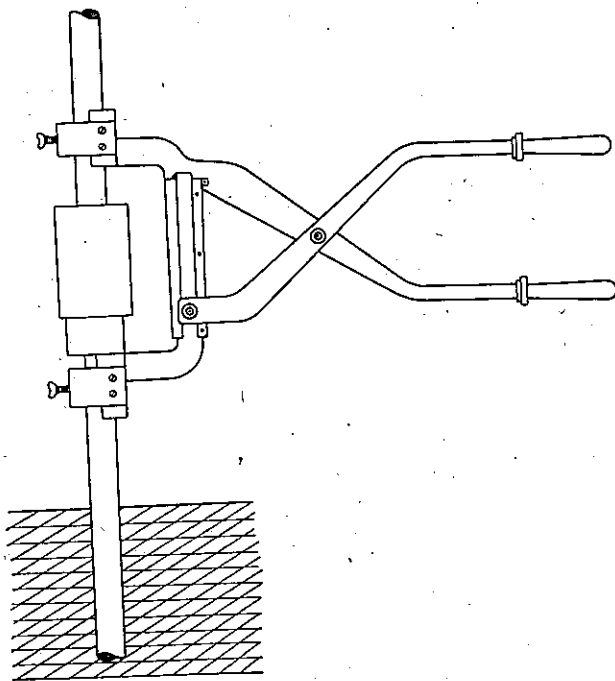
Zakończenie pierwszego pręta jest ostre, jak na rys. 3, zakończenie drugiego końca tego pierwszego pręta i wszystkich pozostałych prętów w miejscu spawanym ma kształt stożków ściętych.

Ścięcia zapobiegają zgrubieniu, jakie może powstać w miejscu spawu podczas dociskania i zgniatania. Końce spawanych prętów umocowuje się w kleszczach o osiowym przesuwie szczęk jak na rys. 4. Od dokładności wykonania kleszczy zależy w dużym stopniu jakość spawu. Ułożenie tulejki termitowej na prętach powinno być takie, aby miejsce spawu znalazło się w środku tulejki lub nieco powyżej; masa podpałowa powinna być na górze.

Końce prętów powinny być oczyszczone z rdzy i tłuszczu. Tulejkę zapala się zapalką termitową. Po upływie ok. 1 min od spalenia tulejki rozpoczyna się dociskanie spawanych prętów za pomocą lekkiego ściskania kleszczy.

Posuw przy dociskaniu powinien wynosić ok. 10 mm, a czas docisku nie powinien przekraczać 45 sek.

Po czasie ok. 3 min od spalenia kostki rozbija się żużel, a ewentualne nierówności spiłowuje się zdzierakiem.



Rys. 4. Zakładanie kleszczy

5.3. Własności prętów spawanych

5.3.1. Oporność elektryczna

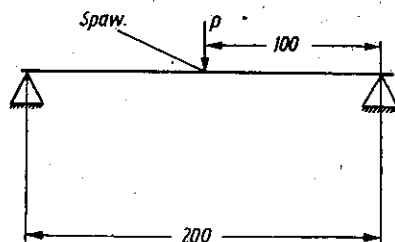
Pomiar oporności elektrycznej wykonano na prętach spawanych i nie spawanych o długości 80 mm, przy czym nie stwierdzono różnicy oporów.

5.3.2. Własności mechaniczne

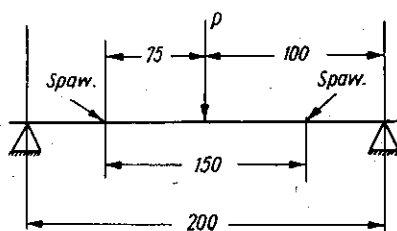
Próby zginania prętów spawanych tulejkami i nie spawanych przeprowadzono na prasie hydraulicznej 35 T, o zakresie mierniczym 0—7 000 kG. Promień zaokrąglenia tłoczniaka $r = 25$ mm.

Wyniki przeprowadzonych prób:

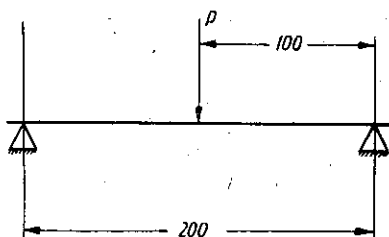
a. **Próbki spawane na środku.** Nacisk w miejscu spawania (rys. 5). Próbką 1 złamała się na spawie przy nacisku 1720 kG i ugięciu 2,6 mm. Próbką 2 złamała się na spawie przy nacisku 1700 kG.



Rys. 5. Dwie próbki spawane na środku



Rys. 6. Próbką spawana w dwóch miejscach



Rys. 7. Próbką bez spawu

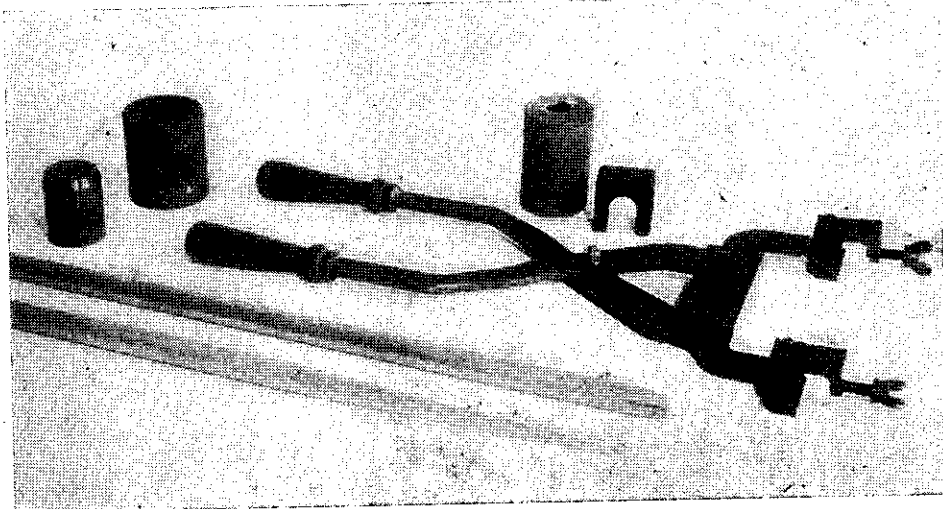
b. **Próbka spawana w dwóch miejscach.** Nacisk między spawami (rys. 6). Przy nacisku 1700 kG ugięcie 6,2 mm, przy nacisku 2000 kG — 17 mm, przy nacisku 2500 kG — 21 mm.

c. **Próbka bez spawu** (rys. 7). Przy nacisku 1700 kG ugięcie 3,7 mm, przy nacisku 2000 kG ugięcie 11,0 mm.

Na podstawie prób stwierdza się, że miejsca spawane trudniej ulegają zginaniu, ale łatwiej pękają w porównaniu z prętami niespawanymi.

Stwierdzono ponadto, że przy uderzeniu młotkiem miejsca spawanego otrzymuje się większe wygięcie bez pęknięcia (zmiana struktury).

d. **Wygląd.** Powierzchnia przełomu wykazuje grubszy ziarnistość metalu w miejscu spawanym w porównaniu z metalem niespawanym. Twardość miejsca spawanego jest większa, co stanowi czynnik korzystny dla naszych celów.



Rys. 8. Kleszcze, tulejka termitowa oraz nasadki używane przy wbijaniu prętów



Rys. 9. Pręty przygotowane do spawania



Rys. 10. Moment spawania prętów

Trzeba jeszcze dodać, że podczas spawania nie wprowadza się do spawanej stali żadnych domieszek powodujących jej niejednorodność chemiczną, w związku z czym nie powstają lokalne ogniwa galwaniczne.

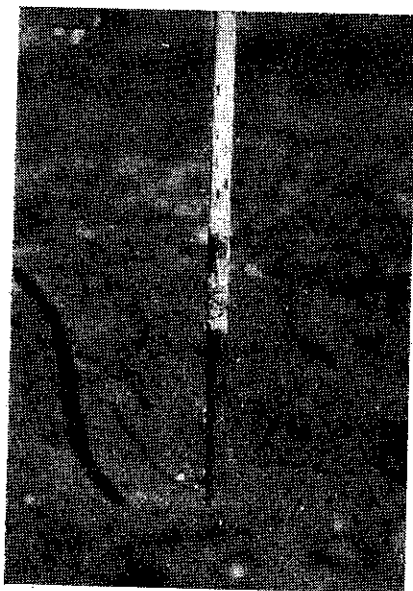
Należy wreszcie zaznaczyć, że jeśli spawanie jest przeprowadzone prawidłowo i kleszcze nie dają osiowego wybożenia przed spawaniem, to

i po spawaniu nie ma osiowego odkształcenia pręta w miejscu spawu. Sposób postępowania przy spawaniu ilustrują załączone zdjęcia (rys. 8 ÷ 12).

5.4. Tulejki termitowe

Skład chemiczny tulejek termitowych do spawania prętów opracowano dla prętów o ϕ 20 mm ze stali typu 30 HGSA.

Tulejki termitowe mają kształt walca z otworem osiowym o średnicy zewnętrznej 60 mm i wewnętrznej 21,8 mm. Tulejka składa się z masy termitowej zasadniczej, masy przejściowej i masy zapalającej (biała



Rys. 11. Pręty po spawaniu



Rys. 12. Pomiar po wbiciu prętów

plama). Ogólny ciężar tulejki wynosi 500 g. Skład masy termitowej, wielkość i kształt tulejki zostały tak dobrane, aby ilość ciepła wydzielona podczas spalania tulejki gwarantowała osiągnięcie odpowiedniej temperatury prętów w miejscu spawanym oraz utrzymanie jej przez określony czas, tak aby stal typu spawalnego została zgrzana.

Z innych ważnych właściwości wpływających na skład masy termitowej należy wymienić: a) trwałość tulejki: tulejka termitowa podczas spalania nie może ulegać pęknięciom i rozpadaniu się, b) stałość żużla: żużel powstały ze spalania tulejki termitowej nie może być płynny, lecz musi obejmować swą powierzchnią miejsce zgrzewania, ponieważ jest on dostarczycielem ciepła.

Na podstawie serii prób ustalono skład masy termitowej przeznaczonej do zgrzewania prętów żelaznych, podany w tablicy 7.

Tablica 7

Skład masy termitowej

Material	Ilość	U w a g i
Zendra Fe_3O_4	68%	1 cz. wag. o przesiewie 0,06 — 0,12 2 cz. wag. o przesiewie 0,12 — 0,3
Magnez Mg	25,5%	M.P.F. — 2
Stop Al-Mg (1 : 1)	3,0%	P.A.M. — 3
Sb_2S_3	2,5%	przesiew poniżej 0,06
Pokost	1,0%	

U w a g a. Przy większej ilości stopu Al-Mg lub samego Al otrzymuje się żużel płynny, natomiast większe zawartości pokostu lub siarczku antymonu, które ułatwiają zapalenie, zwiększają możliwość pęknięcia tulejki ze względu na gazowe produkty, które powstają ze spalania tych substancji. Stosowanie innych składników, jak związki Ca, Si, B jest niecelowe, gdyż powodują one płynność żużla.

Masa o powyższym składzie spełnia swoje zadania. Ilość ciepła wydzielona podczas spalania wynosi (z wyliczenia) 93 kcal/100 G. Temperatura żużla po spaleniu masy, mierzona pirometrem optycznym, wynosi około 2500°C, a powierzchnia palenia (z wyliczenia) ma temp. 3700°C.

Masę termitową przygotowuje się w następujący sposób: poszczególne składniki masy (z wyjątkiem pokostu) w odpowiednich ilościach miesza się ze sobą. Po dokładnym wymieszaniu wszystkich składników na sucho, pobiera się około 5% tej masy i miesza się z pokostem. Tak otrzymaną masę zwilżoną pokostem miesza się dokładnie z masą suchą, aż do otrzymania jednolitej mieszaniny. Przygotowaną masę sezonuje się przez kilka godzin (2—5) bez dostępu powietrza, aby zapobiec wysychaniu pokostu.

Do zapalenia tej masy stosuje się masę podpalową Bystrowa o składzie podanym w tablicy 8.

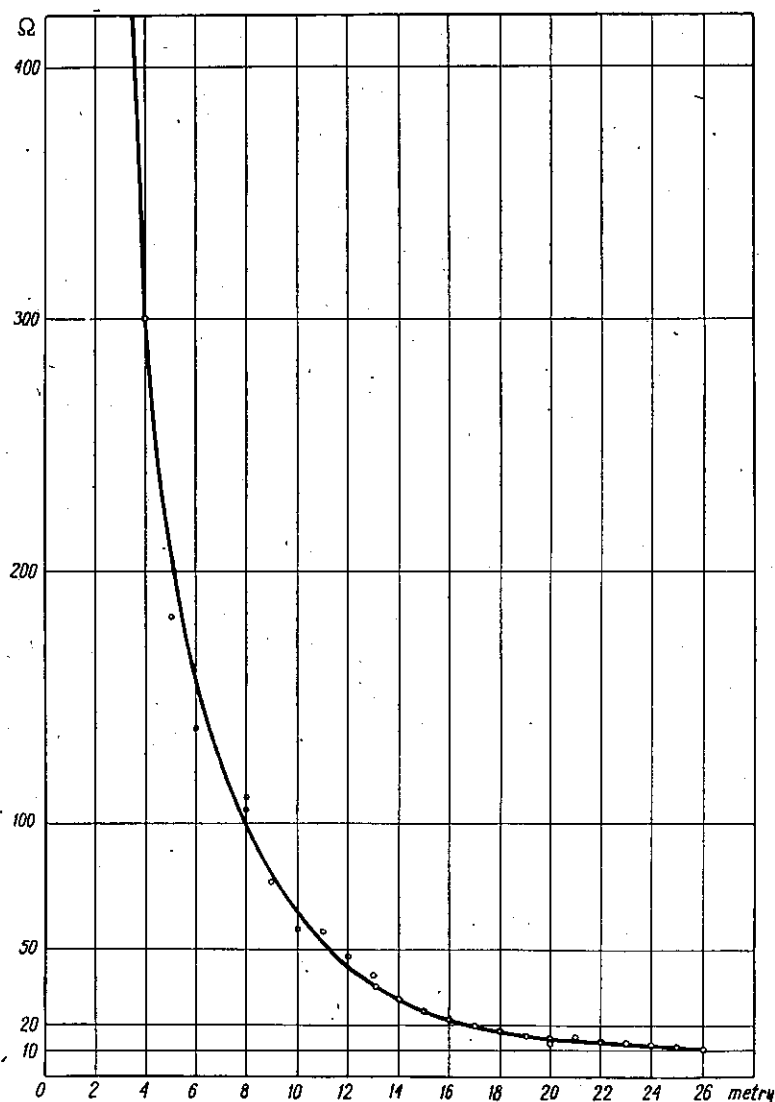
Tablica 8

Skład masy podpalowej

Material	Ilość	U w a g i
KNO_3	75%	o rozdrobnieniu (0,1 — 0,11)
Mg	15%	o rozdrobnieniu (M.P.F. — 3)
Iditol	10%	o rozdrobnieniu (0,06 — 0,1)

Jako masę podpałową — przejściową — zastosowano mieszaninę masy zasadniczej z masą Bystrowa w stosunku wagowym 2:1.

Prasowanie tulejek termitowych ma na celu nadanie masie niezbędnych własności mechanicznych, zapewniających bezpieczny transport i użycie oraz nadanie odpowiedniego kształtu. W przeprowadzonej serii prób spawania stwierdzono, że ilość mieszanki termitowej niezbędnej do



Rys. 13. Krzywa oporności uziomu szpilkowego w funkcji głębokości wprowadzenia do ziemi

osiągnięcia temperatury mięknięcia stali waha się w granicach 450—550 g w zależności od średnicy kostki i temperatury otoczenia.

Ciśnienie prasowania wynosi 900 kG/cm², co przy zewnętrznej średnicy tulejki 60 mm wymaga 21 700 kG ogólnego nacisku. Prasowanie tulejek przeprowadza się następująco: do matrycy posmarowanej cienką warstwą pokostu wsypuje się 2 g masy podpalowej Bystrowa i 2 g masy przejściowej, a następnie 500 g masy zasadniczej. Po sprasowaniu podtrzymuje się ciśnienie przez 2—5 sek.

6. PORÓWNANIE KOSZTÓW RÓŻNYCH UZIOMÓW OSIĄGAJĄCYCH MAŁĄ OPORNOŚĆ W GRUNTACH O DUŻEJ OPORNOŚCI WŁAŚCIWEJ

Z wykresu (rys. 13) widać, że w celu otrzymania uziemienia szpilkowego o oporności 10 Ω , zgodnie z przepisami $\frac{PN-55}{E-05003}$ punkt 3.6.1.b, należy wbić wg niniejszej metody, około 26 metrów pręt.

W tym celu zastosowano pręty o średnicy 20 mm i długości 1,5 m (pierwszy pręt 2 m). Zużyto więc 17 prętów i 16 tulejek termitowych.

W celu porównania kosztów uziomów szpilkowych, z kosztami uziomów uznawanych dotychczas za typy klasyczne zbudowano na omawianych terenach wszystkie trzy główne typy uziomów, których cechy podano w tablicach 9÷11.

Tablica 9

Uziomy płytowe z płyt stalowych. Wymiary płyt 1250 × 650 × 3 mm

Lp.	Rodzaj uziomu	Oporność Ω
1	płyta ustawiona pionowo, głębokość krawędzi dolnej 3m	820
2	płyta ustawiona pionowo, głębokość krawędzi dolnej 3,8 m	210

Tablica 10

Uziomy rurowe wkręcone pionowo w ziemię. Średnica zewnętrzna rury 2", grubość ścianek 4 mm

Lp.	Rodzaj uziomu	Oporność Ω
1	rura 3 m do głęb. 3,5 m od powierzchni gruntu	390
2	2 rury po 3 m połączone na gwint, do głębokości 6,5 m od powierzchni gruntu	110

Tablica 11

Uziomy poziome taśmowe ułożone w koło zamknięte. Taśma stalowa o wymiarach 20×4 mm
Długość taśmy 48 m

Lp.	Rodzaj uziomu	Oporność Ω
1	taśmowy ułożony w koło na głębokość $3/4$ m	195
2	taśmowy ułożony w koło na głębokość $3/4$ m	275

Nie wykonano jedynie uzemień wkręcanych sposobem stosowanym przy budowie studzien „abisynek”, gdyż tego rodzaju uzimienia zostały prawie całkowicie zaniechane jako nieekonomiczne. Z tablic powyższych widać, że dla otrzymania uzimienia o takiej samej oporności 10Ω jak uziomu szpilkowego trzeba by wykonać kilkadziesiąt uziomów płytowych lub bardzo złożony uziom taśmowy, co zarówno pierwsze jak i drugie byłoby, zgodnie z wynikami pracy [3], bardzo uciążliwe i bardzo kosztowne.

Porównamy więc tylko koszt uziomu szpilkowego z kosztami uziomów rurowych. Ponieważ dotychczas budowane uziomy rurowe pionowe 3 m długości posiadają w danym gruncie oporność około 390Ω (rys. 3), zatem w celu uzyskania uziomu o oporności 10Ω musielibyśmy wprowadzić n takich rur ustawionych w szachownicę. Oporność każdej rury w szachownicy będzie większa niż osobnej rury pojedynczej R_1 w stosunku η_1 , gdzie η_1 — współczynnik zwiększenia oporności na skutek oddziaływania innych rur. Uwzględniając to, otrzymamy dla oporności wypadkowej całego zespołu rur wielkość

$$R_w = \frac{R_1}{n_1 \eta_1}$$

Przy wzięciu w rachubę udziału połączeń poziomych musimy na oporność wypadkową zastosować wzór

$$R_w = \frac{1}{\frac{n_1 \eta_1}{R_1} + \frac{n_2 \eta_2}{R_2}}$$

gdzie

R_2 — oporność jednego połączenia poziomego,

n_2 — ilość połączeń poziomych,

η_2 — współczynnik zwiększenia oporności na skutek oddziaływania innych połączeń poziomych.

Ponieważ długości rur pionowych wzięliśmy 3 m i rozstawiamy je w szachownicę we wzajemnych odległościach 6 m, więc można przyjąć z grubsza, dla celów porównawczych, że w gruncie badanym (piasek o dużej oporności) $R_1 = R_2 = R$.

Dla dużej ilości rur można w przybliżeniu przyjąć $\eta_1 = \eta_2 = 0,5$ [13, str. 339]. Zakładając jednocześnie $n_1 = n_2 = n$ będziemy mogli z grubsza obliczyć n na podstawie wzoru

$$R_w = \frac{1}{\frac{2n \cdot 0,5}{R}}$$

skąd

$$n = \frac{R}{R_w} = \frac{390}{10} = 39 \text{ sztuk}$$

Budowa uziemienia złożonego z tak wielkiej ilości rur jest niecelowa, co wykazano w pracy [4]. Uziemienie tego rodzaju zajęłoby ponadto znaczną powierzchnię gruntu; biorąc mianowicie dla tej ilości rur odległość między nimi 6 m otrzymamy więcej niż tysiąc m² powierzchni, którą należałoby przeznaczyć pod budowę takiego uziemienia. Koszt tego uziemienia (materiał i robocizna) jak obliczono, wynosiłby prawie 9-krotnie więcej niż koszt uziemienia szpilkowego.

Co się wreszcie tyczy zużycia materiału na uziemienie, to przyjmując, że w gruntach rozpatrywanego rodzaju potrzeba na uziemienie szpilkowe A kg stali, otrzymamy, że przy użyciu rur 3 metrowych \varnothing 2" potrzeba będzie stali 10 razy więcej, zaś przy uziemieniu złożonym z kątowników $65 \times 65 \times 7$ potrzeba stali 13 razy więcej.

Jeżeli wzięlibyśmy pod uwagę budowane czasem dłuższe uziomy rurowe wprowadzane do ziemi, np. na głębokość 6 m, to koszt takiego uziemienia jak obliczono byłby również większy niż koszt uziemienia szpilkowego. Powodem tego jest duża ilość potrzebnej stali oraz droga robocizna przy wprowadzaniu rur na taką głębokość i łączeniu ich za pomocą mufek.

7. WNIOSKI

Rozpatrzmy najpierw zalety uziomów szpilkowych. Są one następujące:

- a) łatwość wprowadzania do ziemi cienkich prętów o jednolitej średnicy,
- b) wygodny i łatwy sposób spawania prętów,
- c) oszczędność stali.

Zastosowany sposób daje spaw gładki i czysty, bez nawęglania i bez pęknięć, wreszcie nie powoduje osiowego odkształcenia prętów i zmiany średnicy, co ma pierwszorzędne znaczenie przy budowie tego rodzaju uziomów. Należy przy tym zaznaczyć, że spoiny wykonane za pomocą

tulejek termitowych o specjalnie w tym celu dobranym składzie chemicznym, wytrzymują uderzenia mechaniczne, są wytrzymałe na zginanie i nie zmniejszają przewodności elektrycznej pręta, wreszcie nie ulegają elektrolizie pod wpływem przepływającego prądu. Gdyby spawać pręty płomieniem tleno-acetylenowym, to mielibyśmy kłopoty związane z przewożeniem butli i zatrudnianiem fachowego pracownika, jednak uzyskalibyśmy spawy mocniejsze na uderzenia i tańsze. Łączenie prętów za pomocą gwintowanych mufek nie nadaje się do głębokich uziomów prętowych, gdyż zmiana przekroju pręta stawia znaczny opór przy wprowadzaniu go do ziemi, a ponadto muflki tworzą przestrzeń wolną dookoła uziomu, stwarzając izolację powietrzną utrzymującą się nadal w pewnym procencie w niektórych glebach.

Można na zakończenie postawić następujące wnioski:

- a) w gruntach źle przewodzących prąd elektryczny, a więc piaszczystych, żwirowych — drobnoziarnistych, a zwłaszcza w głęboko sięgających piaskach, najodpowiedniejsze byłyby uziomy szpilkowe,
- b) w gruntach źle przewodzących, lecz skalistych i kamienistych w głąb, należałoby stosować sztuczne ulepszanie przewodności gruntu, a w niektórych przypadkach uziomy poziome,
- c) w gruntach dobrze przewodzących prąd elektryczny, tj. w gruntach o oporności właściwej poniżej $1 \cdot 10^4 \Omega \text{ cm}$ można by stosować wszelkie dotychczasowe rodzaje uziomów, przy wzięciu jednak pod uwagę, że uziomy pionowe cienkie są najtańszym rodzajem uziomów [3].

WYKAZ LITERATURY

1. Boyce C. F.: The earthing of telephone systems with particular reference to south Africa. The Telecommunication Journal of Australia. Vol. 9. Nr. 5, October 1953.
2. Eaton I. R.: Earthing circuits effectively. General Electric Review 1941.
3. Konczyński H.: Zagadnienie typu i wielkości uziomów sztucznych w zależności od czynników technicznych i ekonomicznych. Arch. Elektr. P.A.N. Tom IX, zeszyt 2, 1960.
4. Konczyński H.: Ustalenie ilości oraz rozstawienia w terenie sztucznych uziomów wielokrotnych w zależności od czynników technicznych i ekonomicznych. Archiwum Elektrotechniki, P.A.N. Tom X, zeszyt 1, 1961.
5. Konczyński H.: Uziemienia stacyjne w telekomunikacji przewodowej rozpatrywane pod kątem zabezpieczenia od wyładowań atmosferycznych. Tele Radio Nr 3, 1959.
6. Konczyński H.: Możliwości zastosowania wspólnych uziemień w urządzeniach telekomunikacji przewodowej oraz instalacji siły i światła. IE 1959 Nr II-105.
7. Michajłow W. P.: K ustrojstwu zaziemlителей в плоско проводящих грунтах. Энергетик N 6 Moskwa 1957.
8. Michajłow M. I.: Влияние внешних электромагнитных полей на цепи проводной связи и засчитные мероприятия Moskwa 1959.

9. Nowak J.: Pomiar oporności właściwej gruntu metodą sondowania. Wiadomości Elektrotechniczne Nr 6, 1959.
10. Ryder R. W.: Earthing principles and practice, London. Pitman and sons 1952.
11. Stecula I. W. i Spunow N. S.: Zaziemljenja w skalistych gruntach. Elektrizstwo N 10, 1931.
12. Szpor S.: Piorunochrony typu lekkiego dla budynków wiejskich PZU 1957. 1957.
13. Szpor S.: Ochrona odgromowa. PWT 1953.
14. Sokołow S. A.: O snížení sprotivlenij zaziemljenij... Elektrosviaz 6, 1959.
15. Trembiński W. A.: Uziemienia ich montaż i konserwacja. WK 1957.
16. Thielers M.: The earthing problem particularly in its application to telephony. L. M. Ericsson Sweden.
17. Wołkowiński K.: Uziemienia w urządzeniach elektroenergetycznych. PWT Warszawa 1954.
18. PN—55 B—03020: Grunty budowlane. Wytyczne wyznaczania dopuszczalnych obciążeń jednostkowych. PN—55
19. E—05003: Ochrona budowli od wyładowań atmosferycznych. Warszawa.
20. Norma PN/H-84030.
21. Norma PN-54/H-86020.

Г. Кочински

ЭКОНОМИЧЕСКИЕ ЗАЗЕМЛЕНИЯ В ПОЧВАХ С ОТНОСИТЕЛЬНО
БОЛЬШИМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ
Резюме

В настоящей работе автор обсуждает вопрос заземлений, выполняемых в самых тяжёлых условиях удельной проводимости почвы, а также устанавливает по возможности лучшие и самые дешёвые способы уменьшения сопротивления таких заземлений.

После проведения анализа существующих способов построения заземлений, приведён, разработанный автором, новый способ построения заземлений, хорошо выполняющих своё задание в почвах со значительным удельным сопротивлением.

В заключении обсуждена стоимость различных способов достижения низких сопротивлений заземлений.

H. Konczyński

THE ECONOMIC GROUNDING ELEKTRODES IN SOILS
OF RELATIVELY LOW CONDUCTIVITY

Summary

The author examines the problems of earth connections for the case of low soil conductivity and determines the best as well as the most economical methods of reducing the resistance of this kind of earth connections.

After having discussed the actual design of earth connections, he presents a new kind of construction suitable for soils of great resistivity.

Finally, he analyzes the costs of different grounding electrodes.

H. Konczyński

PRISES DE TERRE ÉCONOMIQUES DANS LES SOLS DE RÉSISTIVITÉ RELATIVEMENT ÉLEVÉE

Resumé

Dans cet article l'auteur examine le problème des prises de terre dans les cas de la plus mauvaise conductivité du sol et précise les meilleures et le plus économiques méthodes pour réduire la résistance des prises de terre de ce genre.

Après avoir examiné les constructions des prises de terre déjà connus, il présente une construction nouvelle des prises de terre, convenable pour les sols d'une résistivité élevée.

Ensuite l'auteur analyse les frais de diverses méthodes de réduction de la résistance des prises de terre.

H. Konczyński

WIRTSCHAFTLICHE ERDUNGEN IN BODEN MIT VERHÄLTMÄSSIG GROSSEM SPEZIFISCHEN WIDERSTAND

Zusammenfassung

Im vorliegenden Arbeit wird das Problem der Erdungen in äusserst unvorteilhaften Fällen der Bodenleitfähigkeit untersucht; der Verfasser legt auch möglichst gute und billige Methoden zur Verminderung des Widerstandes solcher Erdungen fest.

Nach Betrachtungen über die bestehenden Arten der Bauweise von Erdungen wurde eine neue vom Verfasser entwickelte Bauweise von den Erdungen angegeben, die ihre Aufgabe im Fall grossen spezifischen Bodenwiderstandes gut erfüllen.

Schliesslich wurde eine Analyse der Kosten verschiedener Methoden zur Erzielung kleiner Erdungswiderstände durchgeführt.